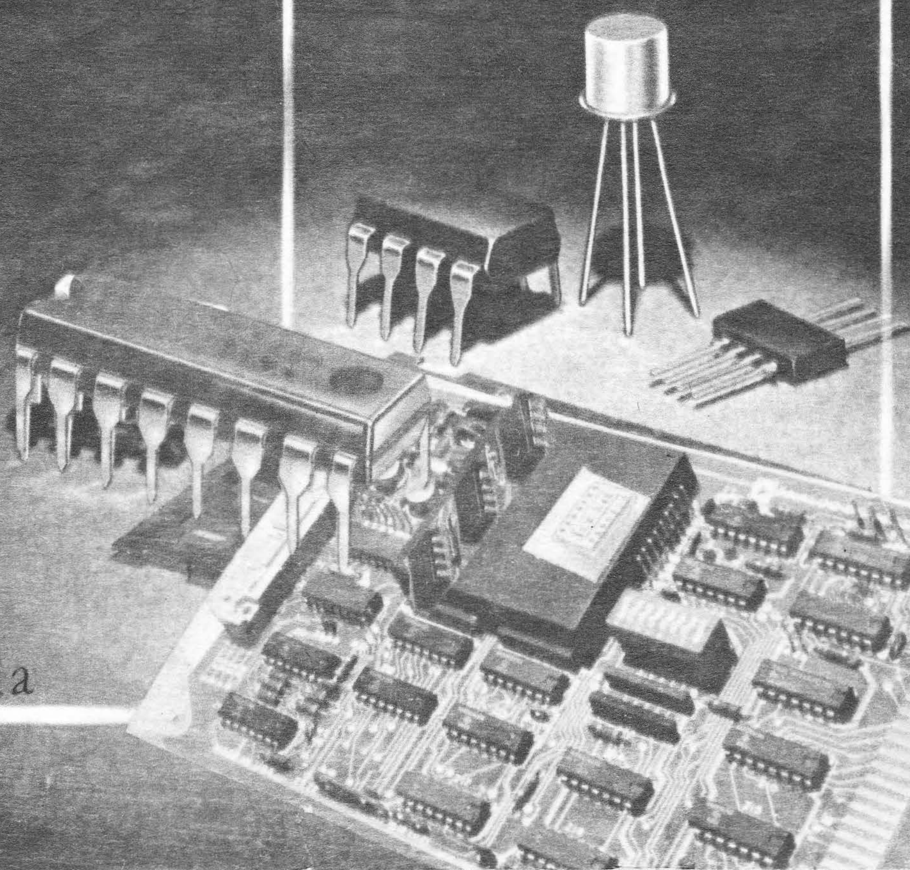
M. CIUGUDEAN V. TIPONUȚ M. E. TĂNASE
I. BOGDANOV H. CÂRSTEA A. FILIP

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

APLICAȚII



facla

PREFAȚĂ

În ultimii ani producția de circuite integrate liniare din țara noastră a crescut și s-a diversificat, ca urmare a cererii intensive de astfel de componente în industrie, cercetare și învățămînt. Se constată, cu bucurie, progresele obținute de electroniști în utilizarea circuitelor integrate liniare, competența lor crescîndă în aplicarea acestora în cele mai diverse scopuri, în calculul de dimensionare și în controlul performanțelor.

La cunoașterea aprofundată și la lărgirea gamei de aplicații ale unor circuite integrate liniare a contribuit și colectivul de specialitate al Catedrei de Electronică Aplicată de la Facultatea de Electrotehnică din Timișoara.

Rezultatele obținute, prezentate în cartea de față, sînt rodul unei activități intense desfășurate timp de cîțiva ani, pentru punerea la punct a unor circuite și a calculului lor. S-au adus aici numeroase contribuții originale, atestate de lista bibliografică anexată, care va rămîne deschisă.

Incluzînd explicații bogate și un volum important de date concrete, cartea va fi de reală utilitate pentru învățarea electronicii, pentru rezolvarea mai rapidă a circuitelor de bază care apar în sistemele cerute de activitatea practică. Ea se adresează tuturor celor ce lucrează în electronică și le oferă posibilitatea să o cunoască mai bine.

Aducem pe această cale mulțumiri celor ce ne-au sprijinit la elaborarea și apariția acestei cărți.

Autorii

INTRODUCERE

Pentru a înțelege în mod corespunzător multitudinea problemelor prezentate în cuprinsul cărții, cititorul trebuie să cunoască funcționarea dispozitivelor electronice, principiile circuitelor electronice (amplificatoare, generatoare de oscilații, stabilizatoare de tensiune...) și să aibă noțiuni privitoare la construcția, performanțele și funcționarea amplificatoarelor operaționale. Pregătirea minimă în acest domeniu a celor neinițiați se poate face însă și pe măsura parcurgerii cărții („din mers"), apelîndu-se la informația cuprinsă în text sau la bibliografie. Pentru cei inițiați, parcurgerea lucrării nu ridică dificultăți semnificative.

În perspectiva fiecărei aplicații, cititorul este pregătit sistematic, înaintînd de la simplu la complex, făcînd cunoștință cu principalele relații de calcul al componentelor sau performanțelor. Ca urmare, aplicațiile concrete, cînd apar, îl găsesc pe cititor familiarizat cu respectiva categorie de circuite. De altfel, lucrarea și-a propus să ofere cititorilor, acolo unde este cazul, o soluție mai generală, să asigure posibilitatea ca unele circuite să poată fi refăcute cu alte date inițiale, cu alte performanțe. Acest obiectiv a fost atins în mare măsură și reprezintă una din caracteristicile de bază ale cărții.

Lucrarea de față continuă și completează conținutul alteia, anterioare [14]. Împreună, cele două constituie un punct de plecare pentru elaborarea unor programe pe calculator, pentru rezolvarea operativă a unor circuite mult utilizate în practică, precum : stabilizatoare de tensiune, redresoare de putere mică, oscilatoare pe frecvență fixă, circuite de temporizare etc.

O parte din aplicații se referă la circuite integrate cu putere disipată importantă, care ajung să funcționeze aproape de temperatura maximă a joncțiunilor. Este esențială verificarea puterii disipate, în cazul în care utilizatorul face modificări ale datelor din lucrare, în condițiile temperaturii maxime posibile a mediului [14]. Numai astfel se poate obține siguranța dorită în funcționarea circuitelor integrate.

Notațiile utilizate sînt în bună măsură unitare și încearcă să caracterizeze mărimea pe care o reprezintă, pentru ca parcurgerea relațiilor să nu fie obositoare. S-au separat net, prin notație, mărimile de regim static și dinamic din circuite. Astfel, pentru curenți și tensiuni statice

(continue, precizate) s-au utilizat, în general, notații și indici cu litere mari, iar pentru curenți, tensiuni și rezistențe dinamice sau pentru parametri ai tranzistoarelor, notații și indici cu litere mici, facilitîndu-se astfel înțelegerea materialului și evitîndu-se confuziile.

În lucrare sînt cuprinse numai aplicații ale circuitelor integrate liniare produse în țară, circuite care, în prezent, atît ca și diversitate cît și ca performanțe, se plasează la nivelul tehnicii mondiale. Dezvoltarea în continuare a acestora este condiționată, deopotrivă, de activitatea practică și de efortul creator al utilizatorilor, chemați să conceapă noile produse conform cerințelor tehnicii celei mai noi, să solicite întreprinderilor producătoare lansarea în fabricație a unor componente originale, dacă acestea sînt destinate unui produs de serie.

CAPITOLUL 1

APLICAŢII ALE AMPLIFICATOARELOR INTEGRATE TBA790T; TCA150T

Pentru realizarea unor puteri utile în curent alternativ sinusoidal de joasă frecvență de ordinul cîtorva W pe sarcină se utilizează amplificatoare integrate [31, 6, 14]. Cele mai răspîndite sînt tipurile în capsulă CB155, adică TBA790T și TCA150T. Deosebirile dintre ele constă în curentul maxim de vîrf al tranzistoarelor din etajul final (1,5 A la TBA790T și 2,3 A la TCA150T) și în prezența unui circuit de protecție termică (de limitare a creșterii temperaturii joncțiunilor prin încărcarea etajului final) la TCA150T.

Schema bloc simplificată a amplificatoarelor TBA790T și TCA150T este prezentată în fig. 1.1, iar conexiunile la capsulă — în fig. 1.2.

Schema bloc include un etaj diferențial, la a cărui intrare neinversoare se aduce semnalul ce trebuie amplificat. Această intrare impune închiderea unui circuit de polarizare la masă, fie prin sursa de semnal (cînd este posibil), fie printr-o rezistență special introdusă. În ambele cazuri, rezistența de polarizare trebuie să fie suficient de mică, deoarece produce o oarecare deplasare a potențialului static de la ieșirea amplificatorului față de valoarea centrală $E/2$.

La intrarea inversoare a etajului diferențial se realizează (folosind o rezistență externă și rezistența integrată R_{10}) o reacție negativă de tip paralel-serie, care va impune amplificarea de tensiune necesară în regim dinamic.

Etajul pilot realizează principala amplificare a integratului și comandă, din același punct, dubleții etajului final. Acest lucru este posibil datorită unui circuit de polarizare special, intercalat în circuitul de intrare al dubletului *pnp*. Se asigură astfel funcționarea dubleților în clasă AB [6].

Generatorul de curent pentru autocentrare asigură în nodul de la intrarea etajului diferențial un curent proporțional cu tensiunea de ali-

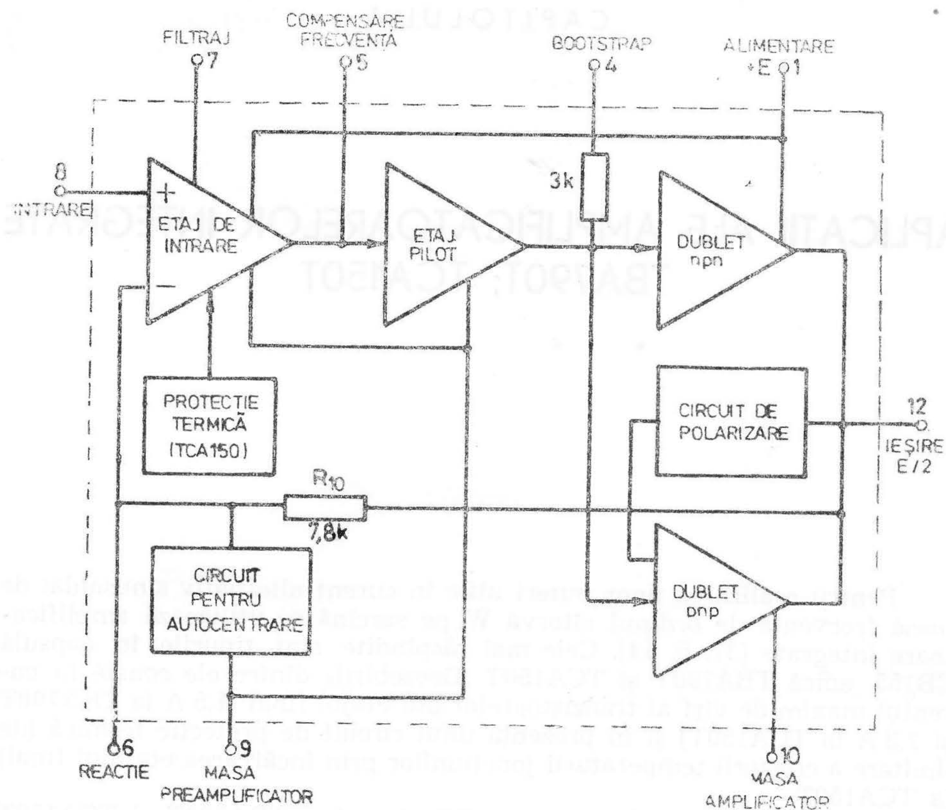


Fig. 1.1. Schema bloc a amplificatoarelor integrate TBA790T şi TCA150T.

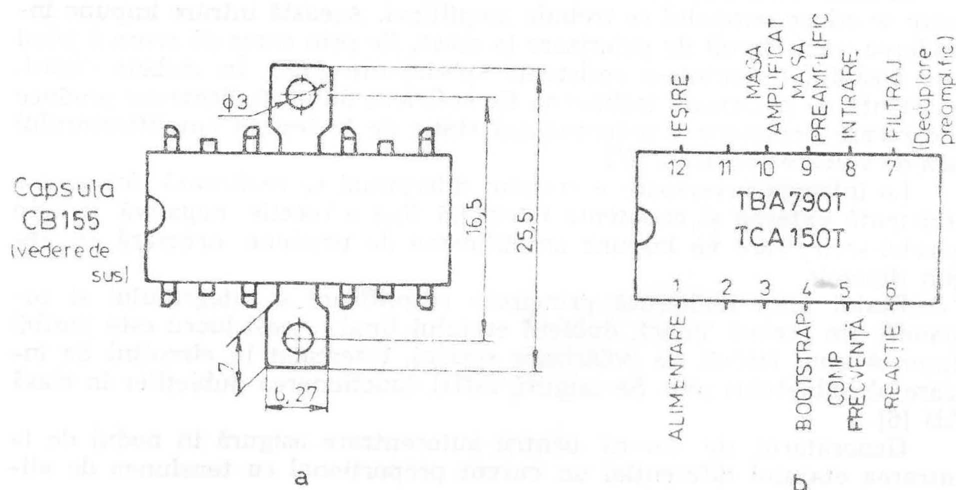


Fig. 1.2. Conexiunile la capsulă ale amplificatoarelor integrate TBA790T şi TCA150T.

mentare, în scopul centrării automate a valorii tensiunii de ieșire statice la jumătatea valorii tensiunii de alimentare E.

Față de amplificatoarele cu tranzistoare discrete în contratimp, la circuitele integrate de mai sus au fost luate măsuri pentru extinderea excursiei maxime de tensiune la ieșire în regim dinamic, pînă spre limita regiunii de saturație a ultimului tranzistor din dubleți.

Principalele mărimi limită ale amplificatoarelor integrate TBA790T și TCA150T sînt date în tabelul 1.1.

Tabelul 1.1

Caracteristici	TBA790T	TCA150T
Tensiune de alimentare E	6 ... 15 V	(6) 7,5 ... 18 V
Curent de ieșire de vîrf maxim	1,5 A	2,3 A
Rezistența de sarcină minimă la tensiunea de alimentare maximă, R_{smin}	5 Ω	4 Ω
Puterea utilă maximă pe sarcină rezistivă R_{smin}, cu distorsiuni sub 5%, pentru E maxim : P_{sMAX}	3,8 W	8,2 W
Amplificarea de tensiune fără reacție	82 dB	82 dB
Amplitudinea maximă a tensiunii de intrare, u_{im}	0,4 V	0,4 V
Tensiunea de ieșire statică (în lipsa semnalului)	$(0,5 \pm 0,035)\,E$	$(0,5 \pm 0,035)\,E$
Curent de alimentare în lipsa semnalului, I_0 [mA]	$1+0,85\,(E-4)$	$4,3+0,75\,(E-4)$
Distorsiuni neliniare (d) maxime la o putere utilă pe sarcină $P_s = 0,5$ W	1%	1%
Putere utilă maximă fără radiator, la $t_a = 25$ °C	1,6 W	1,6 W
Temperatura maximă a joncțiunilor	125 °C	125 °C
Rezistența termică : R_{jc}	10 °C/W	10 °C/W
R_{ca}	70 °C/W	70 °C/W
Arie de contact a aripioarelor cu radiatorul, A_c	70 mm²	70 mm²

Pentru utilizarea rațională a amplificatoarelor integrate TBA790T și TCA150T este necesară cunoașterea puterilor disipate maxime, fără și cu radiator, ale capsulei și dependența acestora de temperatura maximă a mediului ambiant (fig. 1.3).

Se constată că nu se poate beneficia de puterea disipată maximă P_{tot} în condițiile unei răciri naturale, deoarece ea este definită numai pe baza rezistenței termice joncțiune-capsulă R_{jc}, ignorîndu-se celelalte rezistențe termice inevitabile — rezistența de contact capsulă-radiator (R_{cr}) și radiator-aer (R_{ra}). Nu se poate beneficia nici de puterea disipată maximă, P'_{tot}, definită cu ajutorul rezistenței termice $R_{jc} + R_{cr}$. În fig. 1.3 s-a trasat o diagramă corespunzătoare unei suprafețe de radiator de 100 cm^2, ce poate fi considerată ca neexagerată (notată P_{dMAXr}). Este vorba de un radiator plan, vertical, din tablă de aluminiu de 2 mm, lustruit. Cu toate că diagrama prezintă la temperaturi ale mediului de pînă la 30 °C o putere disipată maximă de cca 5 W, aceasta nu poate fi atinsă pe sarcină rezistivă, deoarece puterea medie disipată în condiții extreme, $P_{d\,medmax}$, este de 4,4 W la integratul TCA150T și 2,4 W la TBA790T.

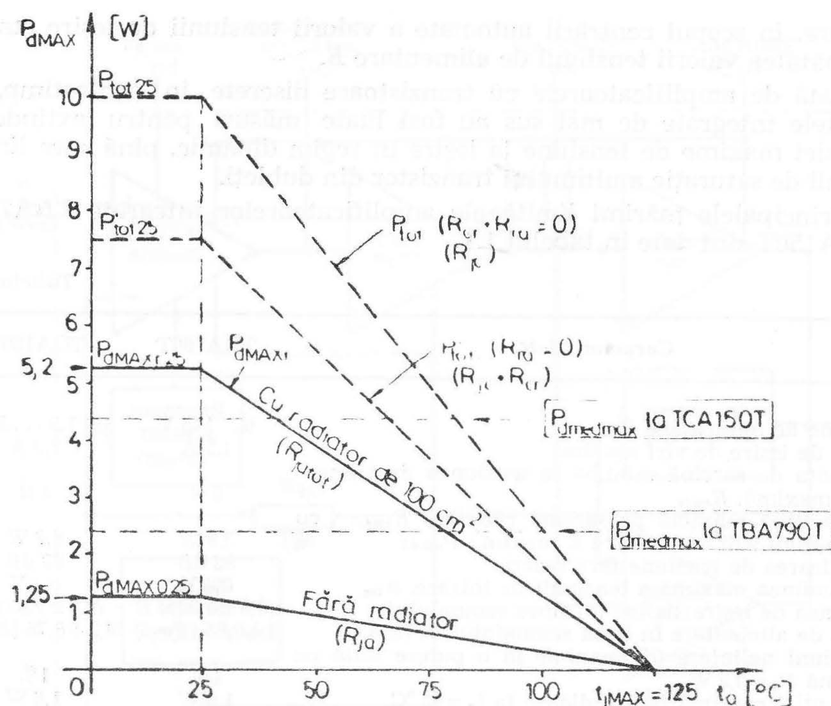


Fig. 1.3. Diagrama puterilor disipate maxime pe capsula amplificatoarelor TBA790T și TCA150T.

Fără radiator, se poate beneficia de o putere disipată maximă la $t_a = 25\,°C$ — $P_{dMAX025}$ — de numai 1,25 W, iar la o temperatură a mediului mai mare, de o putere ce se recalculează cu relația

$$P_{dMAX0} = P_{dMAX025} \cdot \frac{125 - t_{amax}}{100}. \qquad (1.1)$$

Funcționînd pe o sarcină rezistiv-inductivă (difuzoare), puterea disipată medie pe capsulă se mărește, situație de care trebuie să se țină seama în aplicații. Amplificarea de tensiune cu reacție (fig. 1.4) se calculează cu relația

$$A'_u = \frac{R_{10} + R_E}{R_E}. \qquad (1.2)$$

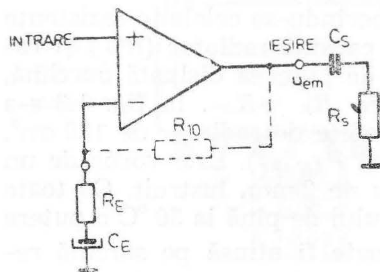


Fig. 1.4. Realizarea reacției negative paralel-serie.

Condensatorul C_E are rolul de a elimina reacția negativă de regim static care s-ar realiza pe același circuit și care nu mai e necesară ($E/2$ la ieșire este impus

prin reacţia de autoconcentrare). Capacitatea condensatorului trebuie să îndeplinească o condiţie de forma

$$C_E > \frac{10}{2\pi f_j R_E}, \qquad (1.3)$$

pentru ca frecvenţa limită de jos f_j a amplificatorului să poată fi impusă de condensatorul de la ieşire, C_S, care este cel mai mare din schemă (şi care ar trebui mărit în cazul cînd C_E nu ar fi supradimensionat).

Caracteristica de frecvenţă fără reacţie şi fără corecţie a amplificatoarelor TBA790T şi TCA150T în domeniul frecvenţelor mari şi pe o sarcină rezistivă redusă are forma din fig. 1.5. Pe ea se poate trasa o linie orizontală la amplificarea cu reacţie dorită şi se poate vedea dacă amplificatorul cu reacţie negativă este stabil sau nu. Punctul S, aflat la o amplificare cu reacţie A'_u de cca 47 dB, reprezintă limita de stabilitate a amplificatorului fără corecţie.

Pentru amplificări de peste 47 dB nu mai este necesară corecţia caracteristicii de frecvenţă. Corecţia sau „compensarea" se realizează prin conectarea unui condensator între ieşirea amplificatorului (pinul 12) şi intrarea etajului pilot (pinul 5). Valoarea condensatorului de corecţie (pentru sarcină rezistivă de 5 . . . 10 Ω) este dată de diagrama din fig. 1.6. Tot de aici se poate determina (cu aproximaţie) banda de frecvenţă obţinută la amplificarea cu reacţie stabilită. În unele aplicaţii, cînd compensarea prin C_1 este nesatisfăcătoare, se mai utilizează o capacitate suplimentară de corecţie, C_2, între pinul 5 şi masă, de valoare (5 . . . 10) C_1.

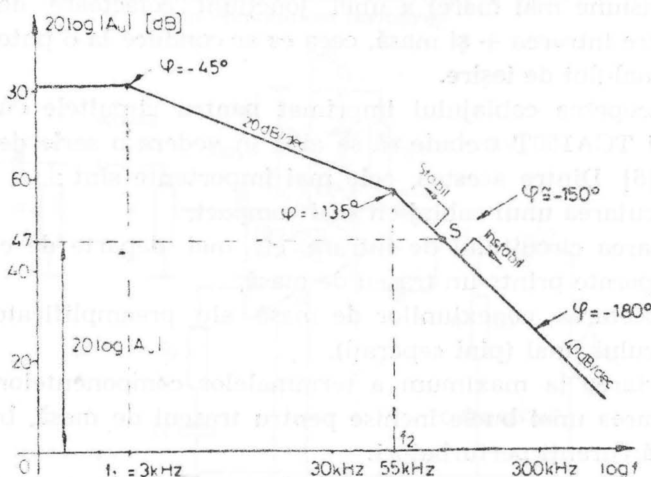


Fig. 1.5. Caracteristica de frecvenţă a amplificatoarelor fără reacţie necorectate şi delimitarea zonei de stabilitate fără corecţie

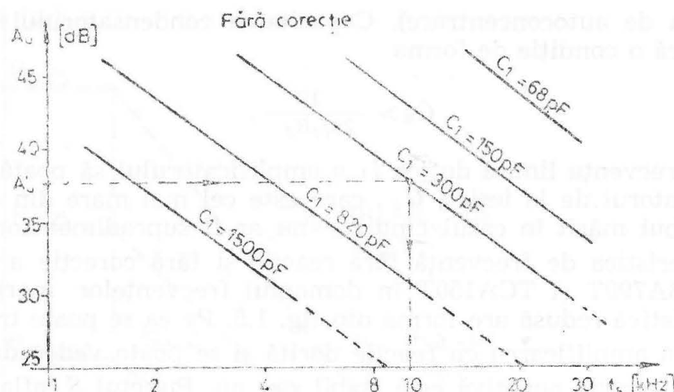


Fig. 1.6. Stabilirea capacității de corecție C_1 în funcție de amplificarea cu reacție necesară și banda impusă (f_s).

În cazul cînd la ieșirea amplificatorului integrat se realizează puterea utilă maximă, amplificarea de tensiune cu reacție nu este mai mică decît 30 dB, de aceea diagramele de corecție din catalog nu sînt prelungite sub această valoare. În alte aplicații (oscilatoare sinusoidale) este posibil să se folosească amplificări cu reacție pînă la 20 dB și rezistențe de sarcină mai mari decît 10 Ω, situație în care nu se poate cunoaște exact valoarea capacității necesare pentru corecție. De altfel, aceasta depinde mult și de montajul concret realizat pe cablajul imprimat [6]. Tot la oscilatoare poate să apară o amplitudine mai mare a tensiunii de intrare și este necesar să se țină cont de limitarea acesteia la cca 0,4 V, din cauza deschiderii (la tensiune mai mare) a unei joncțiuni colectoare de tranzistor, cuprinsă între intrarea + și masă, ceea ce ar conduce la o puternică deformare a semnalului de ieșire.

La conceperea cablajului imprimat pentru circuitele cu integratele TBA790T și TCA150T trebuie să se aibă în vedere o serie de reguli prezentate în [6]. Dintre acestea, cele mai importante sînt :

— executarea unui cablaj cît mai compact,

— trasarea circuitului de intrare cît mai departe de cel de ieșire, eventual separate printr-un traseu de masă,

— respectarea conexiunilor de masă ale preamplificatorului și ale amplificatorului final (pini separați),

— scurtarea la maximum a terminalelor componentelor,

— evitarea unei bucle închise pentru traseul de masă, buclă în care pot să apară curenți perturbatori.

De asemenea, se recomandă folosirea cablului ecranat pentru aducerea semnalului de intrare, realizarea unor lipituri sigure și evitarea soclului pentru circuitul integrat.

1.1. AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ

Amplificatoarele integrate TBA790T și TCA150T se utilizează în special ca amplificatoare de audiofrecvență, în configurația cu sarcina în conexiunea bootstrap (legată la pinul $+E$, de alimentare, fig. 1.7) sau în configurația cu sarcina în afara conexiunii bootstrap (legată la masă, fig. 1.8).

Cînd sursa de semnal nu prezintă o legătură galvanică spre masa montajului sau cînd ea prezintă și o componentă continuă de tensiune

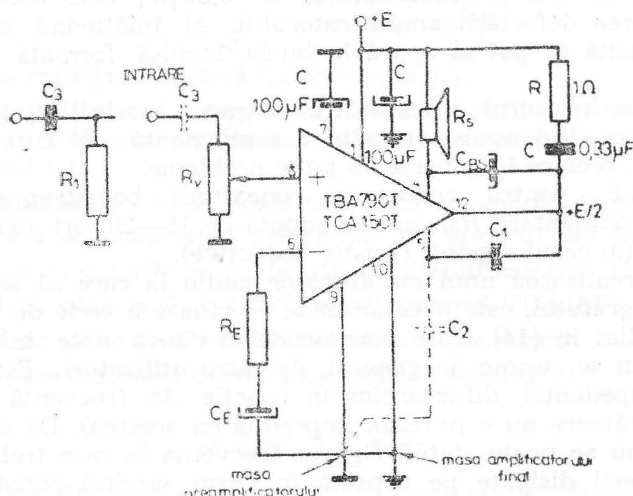


Fig. 1.7. Amplificator de audiofrecvență cu difuzorul în conexiunea bootstrap.

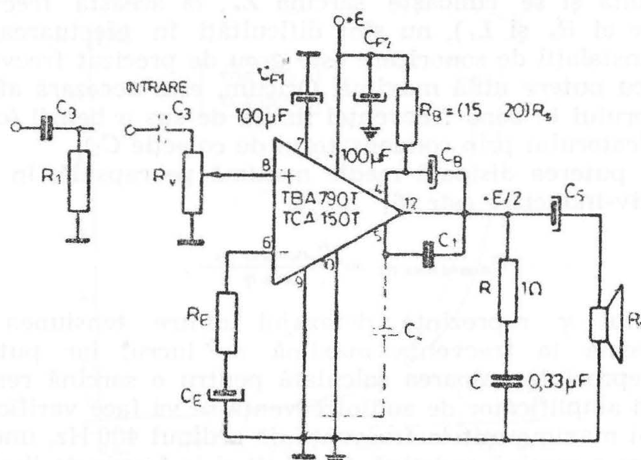


Fig. 1.8. Amplificator de audiofrecvență cu difuzorul în afara conexiunii bootstrap.

ce impune o separare prin condensator, trebuie prevăzută o rezistență de legătură spre masă mai mică decît 1 MΩ (dacă sursa de semnal poate funcționa corect, chiar mai mică de 100 kΩ), pentru ca decalarea suplimentară a tensiunii statice de ieșire față de $E/2$ să fie neglijabilă (pentru 1 MΩ decalarea poate fi de 0,3 V !). Pe figuri s-a marcat cu linie întreruptă condensatorul de corecție C_2, care este folosit numai în cazul cînd nu se pot suprima eventualele oscilații ale amplificatorului cu reacție negativă, rămase după introducerea lui C_1.

Un al doilea circuit de corecție utilizat în cele două scheme, realizat cu rezistența $R=1\ \Omega$ și condensatorul $C=0{,}33\ \mu F$, este absolut necesar pentru evitarea defectării amplificatorului, el înlăturînd oscilațiile de înaltă frecvență ce pot să apară în bucla închisă formată de intrările dubleților.

Utilizarea în cadrul conexiunii bootstrap a sarcinii R_s (fig. 1.7) este posibilă atunci cînd aceasta admite o componentă de curent continuu de cîțiva mA, ceea ce în general nu pune probleme.

În fig. 1.8, pentru realizarea conexiunii bootstrap este necesară rezistența suplimentară R_B, care se adoptă de 15—20 ori mai mare decît R_s sau $|Z_s|$ (în cazul sarcinii rezistiv-inductive).

Pentru realizarea unui amplificator audio la care să se evite deteriorarea integratului, este necesar să se efectueze o serie de calcule, prezentate detaliat în [14], care pornesc de la cîteva date inițiale, dintre care unele nu se cunosc, în general, de către utilizatori. Este vorba de diagrama impedanței difuzoarelor în funcție de frecvență [6] (pe care uzina producătoare nu o livrează împreună cu acestea). De asemenea, nu se știe sau nu se poate stabili riguros frecvența la care trebuie efectuat calculul puterii disipate pe capsulă în cazul sarcinii rezistiv-inductive pe care o constituie un difuzor.

Dacă amplificatorul integrat se utilizează într-o aplicație cu frecvență constantă și se cunoaște sarcina Z_s, la această frecvență (prin componentele ei R_s și L_s), nu sînt dificultăți în efectuarea calculelor. Dar pentru instalații de sonorizare este greu de precizat frecvența la care se va lucra cu putere utilă maximă. Oricum, este necesară aflarea impedanței difuzorului în zona frecvenței limită de sus a benzii (ce se va impune amplificatorului prin condensatorul de colecție C_1).

Întrucît puterea disipată medie maximă pe capsulă în cazul unei sarcini rezistiv-inductive este [6]

$$P_{d\ med\,max\ RL} = \frac{P_{d\ med\,max\ |Z_s|}}{\cos\varphi}, \qquad (1.4)$$

unde: unghiul φ reprezintă defazajul dintre tensiunea și curentul din sarcină la frecvența maximă de lucru, iar puterea de la numărător reprezintă valoarea calculată pentru o sarcină rezistivă egală cu $|Z_s|$, la un amplificator de audiofrecvență se va face verificarea puterii dispate medii maxime atît la frecvența de ordinul 400 Hz, unde difuzorul se prezintă ca o sarcină rezistivă (R_s), cît și la frecvența limită de sus f a benzii, unde sarcina este rezistiv-inductivă (relațiile mai exacte sînt 1.8 și 1.9).

Puterea utilă maximă ce se poate obține pe sarcină, cu distorsiuni neliniare de 5%, cu ajutorul amplificatorului TBA790T este [14]:

$$P_{s\,max} \cong 0{,}108 \frac{E_{max}^2}{R_s} \cdot \frac{1}{\left(1+\frac{1{,}15}{R_s}\right)^2}, \quad (1.5)$$

pentru sarcină rezistivă (la frecvența de 400 Hz);

$$P_{s\,max} \cong 0{,}108 \frac{E_{max}^2}{|Z_s|} \cdot \frac{\cos\varphi}{\left(1+\frac{1{,}15}{R_s}\right)^2}, \quad (1.6)$$

pentru sarcină rezistiv-inductivă (la frecvența f_s).

Pentru amplificatorul integrat TCA150T, în (1.5) și (1.6) se modifică factorul 1,15 în 0,45 și se utilizează, desigur, valoarea corespunzătoare E_{max} din tabelul 1.1.

Puterea maximă P_s ce se poate obține cu un anumit factor de distorsiuni neliniare d se poate apoi determina din graficul dat în fig. 1.9. În general, pentru $P_s < 3{,}3$ W se poate utiliza amplificatorul TBA790T, iar pentru puteri de pînă la $P_s < 7{,}7$ W, amplificatorul TCA150T [14].

Este necesar să se facă verificarea vîrfului de curent de ieșire cînd rezistența R_s este mai mică decît $R_{s\,min}$ dată în tabelul 1.1

$$i_{sm} \cong \frac{E}{2R_s} \leqslant i_{sm\,MAX}, \quad (1.7)$$

acesta din urmă fiind 1,5 A sau 2,3 A, în funcție de circuitul integrat utilizat.

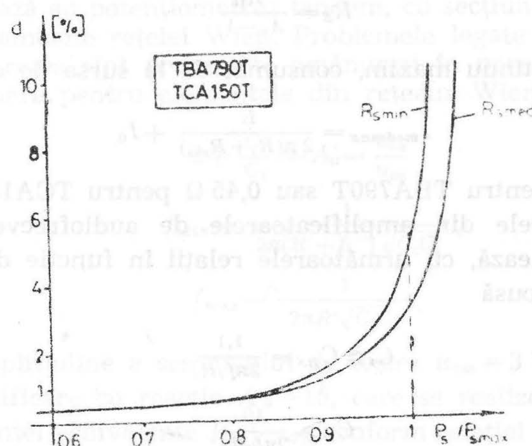


Fig. 1.9. Legătura dintre factorul de distorsiuni și puterea maximă pe sarcină.

Puterea disipată medie maximă pe capsulă se calculează cu relația

$$P_{d\ medmax\ R} \cong \frac{0{,}05\,E^2}{R_s} + I_0 E \qquad (1.8)$$

pentru sarcină rezistivă (la frecvența 400 Hz), sau

$$P_{d\ medmax\ RL} \cong \frac{0{,}05\,E^2}{|Z_s|\cos\varphi_s} + I_0 E \qquad (1.9)$$

pentru sarcină rezistiv-inductivă (la frecvența f_s), unde I_0 reprezintă curentul consumat în repaus de circuitul integrat și consemnat în tabelul 1.1 în funcție de tensiunea E.

Se utilizează radiator pentru circuitul integrat numai cînd

$$P_{d\ medmax\ R} \geqslant P_{dMAX0} = 1.25(125 - t_{a\ max}) \qquad (1.10)$$

(sau $P_{d\ medmax\ RL}$)

Amplitudinea tensiunii de pe sarcină este

$$u_{sm} = \sqrt{2P_s R_s} \quad \text{sau} \quad u_{sm} = \sqrt{\frac{2P_s Z_s}{\cos\varphi}}, \qquad (1.11)$$

iar amplificarea de tensiune cu reacție

$$A'_u = \frac{u_{sm}}{u_{im}}, \qquad (1.12)$$

unde amplitudinea tensiunii de intrare u_{im} trebuie să fie cunoscută. Astfel se determină valoarea necesară a rezistenței R_E, ce realizează reacția negativă împreună cu R_{10} (7,8 kΩ, integrată)

$$R_E = \frac{R_{10}}{A_u - 1} \qquad (1.13)$$

Curentul continuu maxim, consumat de la sursa de alimentare este

$$I_{medmax} = \frac{E}{2\,\pi(R_s + R_{sat})} + I_0, \qquad (1.14)$$

cu R_{sat} = 1,15 Ω pentru TBA790T sau 0,45 Ω pentru TCA150T.

Condensatoarele din amplificatoarele de audiofrecvență (fig. 1.7 și 1.8) se dimensionează, cu următoarele relații în funcție de frecvența limită de jos f_j impusă

$$C_s \cong C_{BS} = \frac{1{,}1}{2\pi f_j R_s}, \qquad (1.15)$$

$$C_B \geqslant \frac{10}{2\pi f_j R_E}, \qquad (1.16)$$

$$C_3 \geqslant \frac{20}{2\pi f_j (R_8 + R_1)} \qquad (1.17)$$

Pentru C_E s-a dat anterior relația de calcul (1.3). Tensiunile nominale ale condensatoarelor trebuie să fie adoptate conform tabelului 1.2.

Tabelul 1.2

Condensator	C_{F2}	C_{F1}	C_{BS}, C_S, C_B	C_E	C_3
$U_n >$	E	$2/3E$	$E/2$	3V	conform situației din circuitul de intrare

Pentru alimentarea amplificatoarelor integrate utilizate în fig. 1.7 și 1.8 se recomandă să se folosească tensiune stabilizată. Condensatorul de corecție se adoptă cu ajutorul diagramei din fig. 1.6, pe baza frecvenței f_s și a amplificării A_u' calculate.

1.2. OSCILATOR SINUSOIDAL RC

Circuitul integrat TBA790, conceput și utilizat ca amplificator de audiofrecvență, se poate folosi, cu rezultate bune, și ca generator de oscilații (oscilator) de putere medie. Un exemplu de aplicație este prezentat în fig. 1.10.

Schema este un oscilator *RC* cu rețea Wien pentru frecvență variabilă, realizată după modelele tradiționale [8, 15]. Semnalul de ieșire, de amplitudine 3 V, are frecvența reglabilă între 700 Hz și 5 000 Hz. Reglajul se realizează cu potențiometrul tandem, cu secțiunile *R* incluse în cîte una dintre ramurile rețelei Wien. Problemele legate de oscilatoarele cu acest tip de rețea sînt prezentate amănunțit în paragraful 2.7. Relațiile de dimensionare pentru elementele din rețeaua Wien sînt :

$$2+\frac{C_2}{C_1}=A_u'=\frac{u_{em}}{u_{im}}\,. \tag{1.18}$$

$$f_{min}=\frac{1}{2\pi(R'+R'')\sqrt{C_1C_2}}\,; \tag{1.19}$$

$$f_{max}=\frac{1}{2\pi R'\sqrt{C_1C_2}}\,. \tag{1.20}$$

Pentru o amplitudine a semnalului de ieșire $u_{em}=3$ V și $u_{im}=0{,}2$ V rezultă o amplificare cu reacție $A_u'=15$, care se realizează prin dimensionarea rezistenței echivalente $R_E \,||\, r_{ds}$ conform relației

$$A_u'=\frac{R_{10}+R_E \,||\, r_{ds}}{R_E \,||\, r_{ds}}\,. \tag{1.21}$$

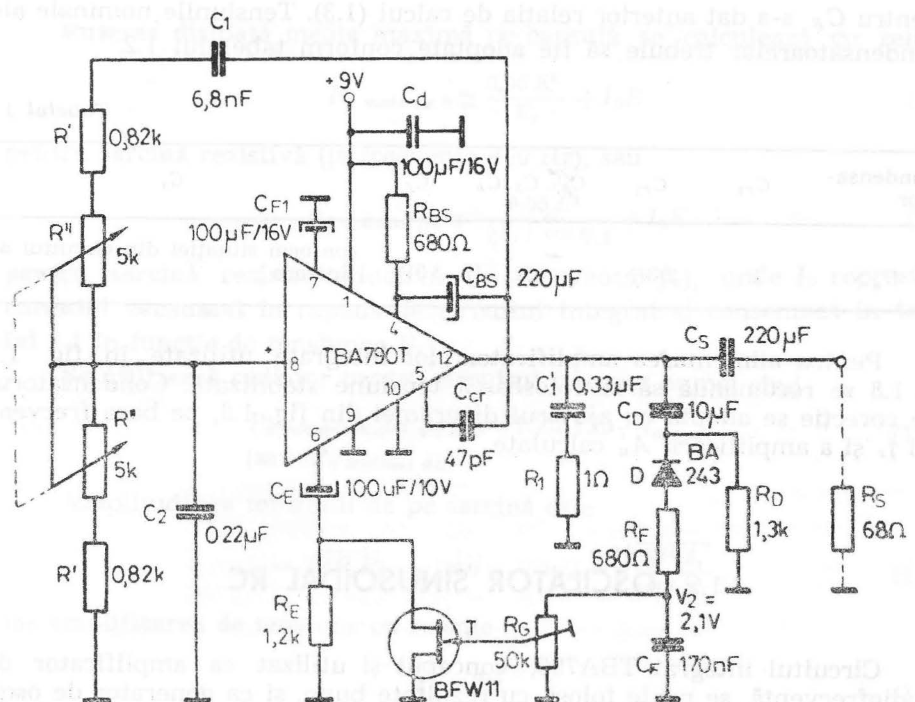


Fig. 1.10. Oscilator *RC* cu rețea Wien cu amplificator TBA790T.

Amplitudinea semnalului de intrare pentru amplificatorul TBA790T este limitată sub 0,4 V, așa cum s-a arătat la începutul capitolului. Utilizînd o rețea Wien cu elemente egale, semnalul de ieșire poate ajunge la o amplitudine de numai 1,2 V [15]. Pentru a se asigura o amplitudine mai mare a tensiunii de ieșire s-a adoptat o rețea Wien cu componente inegale.

Schema din fig. 1.10 se caracterizează printr-o foarte bună stabilitate a amplitudinii la modificarea frecvenței. Reglajul este asigurat de tranzistorul cu efect de cîmp BFW11, a cărui rezistență dinamică drenă-sursă, r_{ds}, apare conectată în paralel cu rezistența R_E, intrînd astfel în bucla de reacție negativă a amplificatorului. Rezistența r_{ds} a TECJ-ului are o variație importantă în funcție de tensiunea continuă de comandă pe grilă U_{GS}, întrucît acesta lucrează în regiunea inițială a caracteristicilor [15].

Tensiunea drenă-sursă a tranzistorului cu efect de cîmp este alternativă, cu amplitudinea de cîteva zecimi de volt [14]. Această amplitudine s-a ales mult mai mică decît tensiunea de vîrf $U_p = 4$ V a tranzistorului.

Schema de comandă pe grilă a TECJ-ului este realizată cu redresorul cu filtru (detector), care cuprinde dioda *D*, rezistența R_F și condensatorul C_F. Tensiunea de comandă propriu-zisă pentru TECJ (U_{GS}) se

obține pe cursorul rezistenței semireglabile P și are o valoare de $0{,}2 \div 1$ V (trebuie să fie mai mică decît U_s). Calculul de dimensionare a componentelor dintr-un circuit de detecție se face în paragraful 2.7 în mod amănunțit.

A fost necesar să se prevadă condensatorul C_D, care separă semnalul alternativ de componenta continuă peste care este suprapus la ieșirea amplificatorului. Rezistența R_D este necesară pentru a asigura o cale de descărcare a condensatorului C_D, astfel ca tensiunea detectată să poată urmări variația tensiunii de ieșire.

Cuplajul între oscilator și sarcină este capacitiv, realizat prin condensatorul C_S. S-a utilizat amplificatorul cu sarcina în afara conexiunii bootstrap, deoarece R_S are un capăt la masă. Rezistența din conexiunea bootstrap $R_B = 10\, R_S$, întrucît amplificatorul are suficientă rezervă de putere.

Condensatorul de corecție pentru circuitul TBA790 s-a ales inițial conform diagramei din fig. 1.6, care corespunde aplicației amplificatorului integrat într-un circuit cu sarcina R_S de ordinul 4—5 Ω. Astfel, pentru o amplificare $A_u' = 30$, ce corespunde aproximativ 30 dB, rezultă, din grafic, la o bandă mai mare de 10 kHz ($> f_{0max}$), o capacitate de ordinul 820 pF. Ținînd cont de situația concretă din fig. 1.10, unde $R_S = 60$ Ω, adică de 15 ori mai mare decît aceea pentru care este valabilă diagrama din fig. 1.6, s-a utilizat o capacitate de corecție de 15 ori mai mică, deci 47 pF. Soluția a fost confirmată experimental.

1.3. OSCILATOR SINUSOIDAL LC

Cel mai simplu oscilator cu integrat TBA790T sau TCA150T se poate realiza pe principiul oscilatorului LC în punte [20, 14], prezentat cu detalii în paragraful 2.9. În cazul de față (fig. 1.11), puntea este formată din rezistențele R_E, $R_{10} = 7{,}8$ kΩ (integrată), $R_3 = R_3' + R_3''$ și de impedanța la rezonanță a circuitului oscilant derivație L, C. Tensiunea de pe circuitul oscilant, avînd o amplitudine u_{im} nu mai mare de 0,4 V, se aplică la intrarea neinversoare printr-o diodă sau o rezistență de valoare mare ($\gg 150$ kΩ). Aceasta servește la polarizarea inversă a joncțiunii colectoare a primului tranzistor (T_1, *pnp*) din etajul de intrare diferențial, pentru ca să nu intre în saturație în semiperioadele negative ale tensiunii alternative de intrare.

Introducerea diodei în circuitul de intrare al amplificatorului determină însă deplasarea cu cca 0,3 . . . 0,4 V a tensiunii statice de la ieșire față de valoarea centrală $E/2$. Acesta nu este un inconvenient însemnat cînd se folosește o tensiune de ieșire sub excursia maximă posibilă, ceea ce la oscilatoare sinusoidale constituie o situație normală. Folosirea rezistenței în locul diodei nu determină o deplasare sesizabilă a tensiunii statice de ieșire.

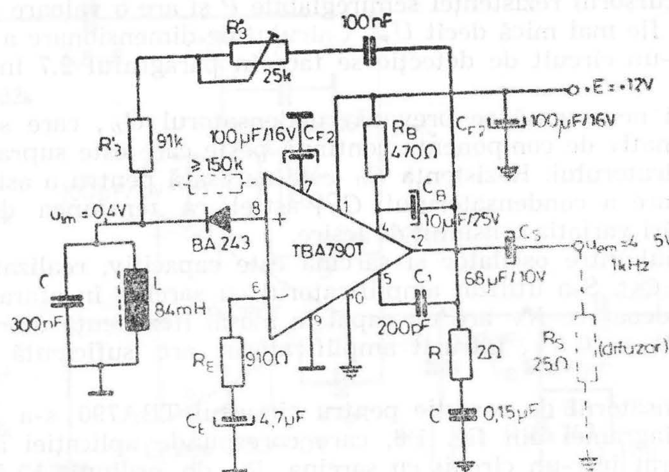


Fig. 1.11. Oscilator *LC* în punte cu amplificator TBA790T.

Reacția pozitivă a oscilatorului este realizată prin R_3 și este ajustabilă pentru a se putea stabili amplitudinea necesară la ieșire. Aici este suficient un singur reglaj de amplitudine, deoarece pe circuitul oscilant *LC* amplitudinea tensiunii trebuie doar să nu depășească 0,4 V. Oscilatorul nu are limitare de amplitudine, întrucît această tensiune este mai mică decît tensiunea de deschidere a două joncțiuni înseriate între ele (dioda și joncțiunea colectoare amintită) și conectate în paralel pe circuitul oscilant.

Este însă posibilă folosirea unei limitări de amplitudine cu diodă, așa cum se va vedea în paragraful 2.9.

Oscilatorul concret din fig. 1.11 asigură la ieșire o tensiune sinusoidală cu amplitudinea de 4 . . . 5 V, avînd factor de distorsiuni neliniare de 1% și frecvența de 1 kHz.

Circuitul integrat nu necesită radiator, deoarece puterea disipată medie pe el nu depășește 300 mW.

Cînd sarcina are valori de ordinul zecilor de ohmi, iar frecvența oscilatorului se stabilește pînă la 10 kHz, este indicată utilizarea unui circuit de corecție *R, C* cu impedanță mai mare ($R=2\ \Omega$, $C=0{,}15\ \mu F$), pentru a nu șunta sarcina.

Condensatoarele C_S, C_B, C_E se dimensionează inițial la frecvența de oscilație, cu relațiile date în paragraful 1.1, apoi se amplifică toate de cel puțin 10 ori, pentru că amplificatorul nu trebuie să introducă defazaj la frecvența de oscilație. Numai astfel se poate impune exact frecvența de oscilație de către circuitul *L, C*.

Condensatorul de cuplaj C_3 trebuie să prezinte o reactanță neglijabilă față de R_3, pentru a nu introduce nici el defazaj

$$C_3 \geqslant \frac{50}{2\pi f_0 R_3}. \tag{1.22}$$

Rezistența de reacție R_3 se determină cu relația aproximativă

$$R_3 \cong \frac{X_L}{R_{ps}} A'_u, \tag{1.23}$$

în care : X_L este reactanța $2\pi f_0 L$ a bobinei, R_{ps} — rezistența de pierderi serie a circuitului L, C (la joasă frecvență dată practic numai de rezistența în curent continuu a conductorului de bobinaj), iar A'_u — amplificarea cu reacție

$$A'_u = \frac{R_{10} + R_E}{R_E}. \tag{1.24}$$

Din cauza capacităților mari utilizate în circuit, oscilatorul din fig. 1.11 pornește lent (10 ... 20 s, valori mai mari pentru soluția cu rezistență în loc de diodă la intrare). Alte dezavantaje ale oscilatorului mai sînt : dependența amplitudinii tensiunii de ieșire de tensiunea de alimentare și de temperatura mediului (din cauza celor două joncțiuni de la intrare, aflate în paralel cu circuitul oscilant). În cazul soluției cu rezistență la intrare, stabilitatea amplitudinii în timp și față de temperatura mediului este mai bună.

CAPITOLUL 2

APLICAŢII ALE AMPLIFICATOARELOR OPERAŢIONALE

În electronica liniară, circuitul integrat utilizat cel mai frecvent este „amplificatorul operaţional", denumit astfel, impropriu, din cauza destinaţiei sale principale. După cum se ştie, cu amplificatorul de curent continuu integrat se realizează un amplificator operaţional numai după ataşarea unor reţele exterioare, cînd circuitul are o anumită funcţie.

Tipurile principale de amplificatoare operaţionale produse în ţară sînt prezentate în tabelul 2.1, specificîndu-se cele mai importante performanţe ale fiecărui tip [31, 32, 11, 14].

Tabelul 2.1

Tipul amplificatorului integrat	Particularităţi	Performanţe deosebite
ROB709	— Corecţia prin trei componente în funcţie de amplificare — Lipsa protecţiei la scurtcircuit	— Derivă termică de tensiune 3 . . . 10 $\mu V/^{\circ}C$ — Frecvenţă limită pentru amplitudine de 1 V la ieşire în regim sinusoidal (cu amplificare 10) : 500 kHz
ROB101	— **Corecţie prin două componente, capacitatea în funcţie de amplificare** — **Protecţie la scurtcircuit la ieşire**	— Rezistenţă de intrare tipică : 2 MΩ — Frecvenţa limită pentru amplitudine 1 V la ieşire în regim sinusoidal (cu amplificare 10) : 800 kHz — Derive termice reduse

Tabelul 2.1 (continuare)

Tipul amplificatorului integrat	Particularități	Performanțe deosebite
βA741	— Condensator de corecție integrat — Protecție de scurtcircuit la ieșire	— Rezistență de intrare tipică 2 MΩ — Amplificare fără reacție tipică : 200 000
βM324	— Patru amplificatoare într-o capsulă, fără posibilitate de echilibrare — Protecție la scurtcircuit — Condensator de corecție integrat — Poate comanda circuite logice TTL	— Consum mic de curent de alimentare (fără sarcină) — Alimentare cu tensiune redusă (pînă la ±1,5 V)
ROB115	— Amplificator rapid — Lipsa protecției la scurtcircuit	— Factor de rejecție a semnalului comun : 92 dB — Viteză de urmărire (slew rate) la amplificare 10 : 38 V/μs la amplificare 1 : 18 V/μs — Bandă de frecvență la semnal mic : 20 MHz
ROB74	— Intrare pe tranzistor *TECJ*, capacitate de corecție integrată — Protecție la scurtcircuit	— Rezistență de intrare foarte mare — Amplificare tipică : 10^6 — Viteză de urmărire : 6 V/μs
βM201A 301A	— Protecție la scurtcircuit — Temperatură de funcționare : βM201A : —25 °C... +85 °C	— Tensiune de decalaj (ofset) tipică 0,7 ... 2 mV — Derivă termică de tensiune tipică : 3 μV/°C (βM201A)
βM108A 208A 308A	— Nu are prevăzută echilibrare — Alimentare cu tensiune redusă pînă la ±2 V — Protecție la scurtcircuit — Temperatură de funcționare : βM108A : —55 °C... +125 °C, βM208A : —25 °C ... +85 °C	— Tensiune de decalaj (ofset) tipică : 0,3 mV — Curent de polarizare tipic : 0,8 ... 1,5 nA — Derivă termică de tensiune tipică : 1 ... 2 μV/°C — Rezistență de intrare : 10 MΩ — Amplificare fără reacție : 300 000 — Factor de rejecție a semnalului comun tipic 110 dB
ROB3100	— De bandă largă	— Viteză de urmărire tipică la amplificare 10 : 70 V/μs ; la amplificare 1 : 25 V/μs — Tensiune de decalaj (ofset) tipică : 1 mV — Frecvență limită pentru amplificare unitară : 38 MHz
ROB3140	— Intrare pe tranzistoare MOS — Protecție la scurtcircuit	— Rezistența de intrare foarte mare — Frecvența limită pentru amplificare unitară : 4,5 MHz — Viteză de urmărire tipică la amplificare 1 : 9 V/μs

Este interesantă o evidenţiere a celor mai bune performanţe ale amplificatoarelor operaţionale produse în ţară, în forma dată în tabelul 2.2.

Tabelul 2.2

Caracteristica	Cel mai performer amplificator operaţional	Valoare tipică a caracteristicii
Amplificare fără reacţie	ROB74	10^6
Rezistenţă de intrare	ROB3140	1,5 GΩ
Tensiune de decalaj (ofset)	βM108A/208A	0,3 mV
Derivă termică de tensiune	βM108A/208A	1 μV/°C
Derivă termică de curent	βM108A/208A	1,5 pA/°C
Zgomot (pentru banda de 100 Hz)	βM108A/208A	0,5 μV
Factorul de rejecţie a semnalului comun	βM108A/208A	110 dB
Domeniul de temperatură de funcţionare	βM108A	—51 ... + +125 °C
Bandă de frecvenţă la amplificare unitară	ROB3100	38 MHz
Viteză de urmărire la amplificare cu reacţie $A_u=1$	ROB3100	25 V/μs
Încărcare cu curent de ieşire (R_s =250 Ω)	ROB3100	30 mA
Preţ de vînzare minim (pe capsulă)	βA741	

Din tabelul 2.2 se remarcă performanţele deosebite ale amplificatorului operaţional βM108A [11], care se utilizează în special în amplificatoare de măsură pentru semnale mici.

Avînd în vedere diversitatea mare a tipurilor de amplificatoare operaţionale disponibile, se prezintă în continuare conexiunile la capsulă şi circuitul de echilibrare doar pentru amplificatoarele uzuale βA741 şi βM324 (ultimul nu prezintă terminale speciale pentru echilibrare, aceasta putîndu-se face pe una din intrări) (fig. 2.1 ; 2.2).

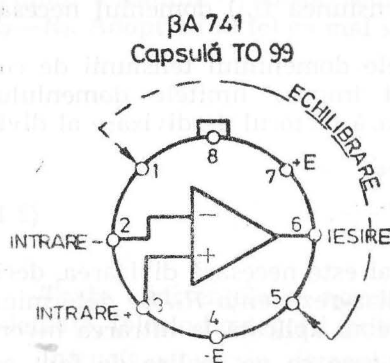
2.1. CONVERSIA DOMENIULUI DE TENSIUNE

Deseori, pentru comanda prin tensiune a unui circuit integrat sau a unui circuit electronic cu tranzistoare discrete (de exemplu surse de curent constant), este necesară o tensiune de comandă cu valoarea cuprinsă într-un anumit domeniu, ce diferă de acela al tensiunii de comandă disponibile.

Transformarea domeniului tensiunii disponibile în domeniul necesar pentru comanda unui anumit circuit se face cu ajutorul unui amplificator operaţional [14] şi este denumită „conversia domeniului de tensiune". Se deosebesc două cazuri :

— cazul în care cele două tensiuni variază în acelaşi sens, şi
— cazul în care cele două tensiuni au sensuri de variaţie opuse.

În primul caz se utilizează circuitul din fig. 2.3, *a*, tensiunea disponibilă fiind aplicată la intrarea neinversoare. Prin calculul corespunzător



a

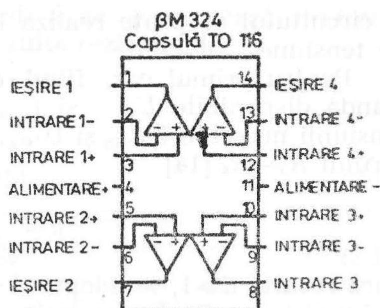
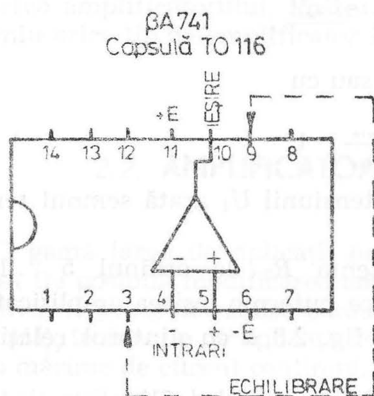
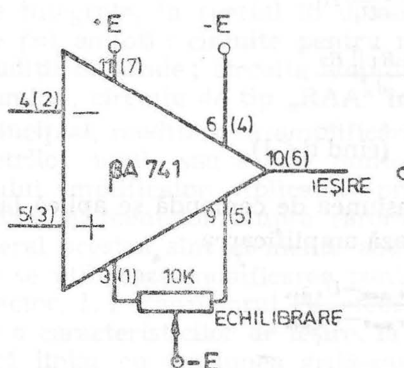


Fig. 2.2. Conexiunile la capsula amplificatorului integrat βM324.



b



c

Fig. 2.1. Conexiunile la capsulă și echilibrarea amplificatorului βA741.

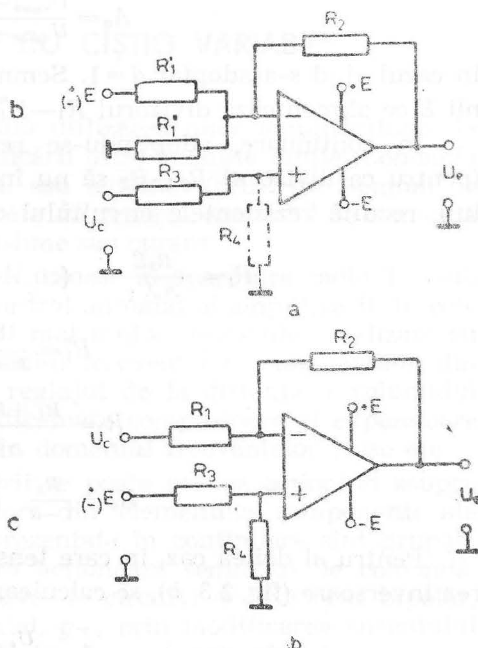


Fig. 2.3. Schemele amplificatoarelor operaționale convertoare de domeniu.

al circuitului se poate realiza la ieșire (tensiunea U_e) domeniul necesar de tensiune.

Pentru primul caz, fiind date limitele domeniului tensiunii de comandă disponibile $U_{c\,min}$ și $U_{c\,max}$, și fiind impuse limitele domeniului tensiunii necesare $U_{e\,min}$ și $U_{e\,max}$, se calculează factorul de divizare al divizorului R_3—R_4 [14]

$$d = \frac{U_{e\,max} - U_{e\,min}}{1{,}5\,(U_{c\,max} - U_{c\,min})}. \tag{2.1}$$

Dacă rezultă $d \gg 1$, se adoptă $d=1$ și nu mai este necesară divizarea, deci, nici rezistența R_4. În caz contrar se va utiliza rezistența R_4. Se determină apoi valoarea unei tensiuni fixe care ar trebui aplicată la intrarea inversoare (printr-o rezistență $R_1 = R_1' \parallel R_1''$) și care se va realiza de fapt cu ajutorul unei surse $+(-)\,E$ existente și a divizorului R_1'—R_1''

$$U_1 = \frac{dU_{c\,min}(1+A_u) - U_{e\,min}}{A_u}, \tag{2.2}$$

cu $A_u = 0{,}5$ în cazul cînd a rezultat $d<1$ sau cu

$$A_u = \frac{U_{e\,max} - U_{e\,min}}{U_{c\,max} - U_{c\,min}} - 1, \tag{2.3}$$

în cazul cînd s-a adoptat $d=1$. Semnul tensiunii U_1 arată semnul tensiunii E ce alimentează divizorul R_1'—R_1''.

În continuare, adoptîndu-se rezistența R_2 de ordinul 5...10 kΩ (pentru ca divizorul R_1—R_2 să nu încarce puternic ieșirea amplificatorului), rezultă rezistențele circuitului din fig. 2.3, *a* cu ajutorul relațiilor :

$$R_1' = \frac{R_2 E}{A_u U_1} \quad (\text{cu } A_u = 0{,}5 \text{ în cazul } d<1), \tag{2.4}$$

$$R_1'' = \frac{U_1}{E - U_1} R_1', \tag{2.5}$$

$$R_3 = \frac{R_1' \parallel R_1'' \parallel R_2}{d}, \tag{2.6}$$

$$R_4 = \frac{R_3}{1-d} \quad (\text{cînd } d<1). \tag{2.7}$$

Pentru al doilea caz, în care tensiunea de comandă se aplică la intrarea inversoare (fig. 2.3, *b*), se calculează amplificarea

$$A_u = \frac{U_{e\,max} - U_{e\,min}}{U_{c\,max} - U_{c\,min}} \tag{2.8}$$

și tensiunea

$$U_1 = \frac{A_u U_{c\,max} + U_{e\,min}}{1 + A_u}, \tag{2.9}$$

Semnul tensiunii U_1 arată semnul tensiunii E ce alimentează divizorul R_3—R_4. Adoptînd la fel ca mai sus pe R_2, rezultă rezistențele

$$R_1 = \frac{R_2}{A_u}, \quad (2.10)$$

$$R_3 = \frac{E}{U_1}(R_1 \| R_2). \quad (2.11)$$

$$R_4 = \frac{U_1}{E - U_1} R_3. \quad (2.12)$$

Toate rezistențele se normalizează la valori foarte apropiate de cele calculate, folosind categorii cu toleranță 1 ... 2%.

Întrucît conversia domeniului unei tensiuni intervine în special la valori ale tensiunii de ieșire și ale domeniului acesteia de ordinul volților, necesitînd amplificări reduse, nu este importantă eroarea dată de ofsetul și deriva amplificatorului. Poate fi astfel utilizat în scopul conversiei de domeniu orice tip de amplificator integrat uzual.

2.2. AMPLIFICATOARE CU CÎȘTIG VARIABIL

O gamă largă de aplicații necesită utilizarea unor amplificatoare la care să fie posibilă modificarea amplificării între anumite limite. Comanda amplificării poate fi realizată manual sau automat (printr-un semnal de comandă), în funcție de aplicații concrete. În general, semnalul de comandă este o mărime de curent continuu, tensiune sau curent.

Aplicațiile cele mai cunoscute se întîlnesc în aparatura radio TV sub denumirea de „RAA" — reglaj sau control automat al amplificării. În cele ce urmează se vor prezenta aplicații mai puțin cunoscute, realizate cu circuite integrate, în special în domeniul frecvențelor joase (audio), din care se pot aminti : circuite pentru reglajul de la distanță a volumului unei audiții muzicale ; circuite amplificatoare compresoare și expandoare de dinamică ; circuite de tip „RAA" în domeniul frecvențelor joase etc.

Principial, modificarea amplificării se poate realiza acționînd asupra parametrilor unuia sau a mai multora din elementele componente ale circuitului amplificator. Aplicațiile prezentate în continuare sînt grupate după tipul elementelor asupra cărora acționează semnalul de comandă. În general acestea sînt elemente active de circuit ; tranzistorul bipolar, la care se utilizează modificarea pantei, g_m, prin modificarea curentului de colector, I_c ; tranzistorul cu efect de cîmp, funcționînd în regiunea inițială a caracteristicilor de ieșire, la care rezistența drenă-sursă, r_{ds}, se modifică liniar cu tensiunea grilă-sursă, u_{gs} ; diode semiconductoare la care rezistența dinamică, r_d, se modifică în funcție de curentul continuu prin diodă, I_D.

2.2.1. AMPLIFICATOR CU CÎȘTIG VARIABIL CU CIRCUIT INTEGRAT βA726

Circuitul integrat βA726 [5] conține două tranzistoare monolitice de tip *npn*, total independente, o oglindă simplă de curent neconectată cu cele două tranzistoare și un circuit termostat ce permite menținerea temperaturii cipului la o valoare constantă în raport cu variațiile în anumite limite ale temperaturii mediului ambiant. Circuitul este livrat într-o capsulă de plastic cu 14 terminale.

În fig. 2.4 se prezintă modul de conectare la cele 14 terminale a elementelor componente.

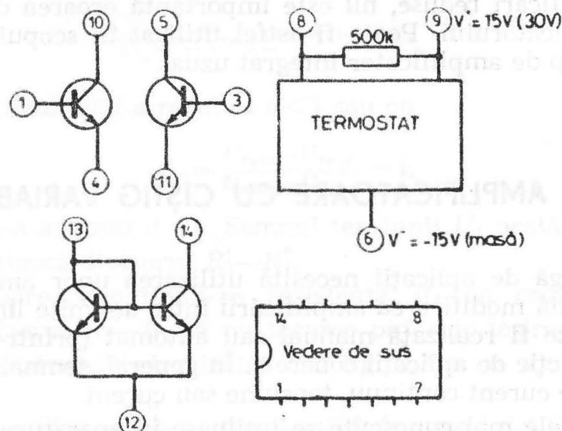


Fig. 2.4. Conexiunile la capsulă ale circuitului integrat βA726.

În fig. 2.5 se prezintă o primă schemă concretă de amplificator cu amplificarea comandată de o tensiune continuă. Sînt prezentate toate datele necesare realizării practice a circuitului.

Principiul de funcționare este simplu. Amplificarea de tensiune, A_u, este dată de relația

$$A_u = g_m \cdot R'_C, \tag{2.13}$$

unde

$$R'_C = \frac{R_{C1} \cdot R_1}{R_{C1} + R_1}. \tag{2.14}$$

Panta g_m a tranzistorului depinde de curentul de colector, I_{C1} prin relația

$$g_m = 40 \cdot I_{C1} \text{ [mA/V]}, \tag{2.15}$$

valabilă la temperatură obișnuită (25 °C).

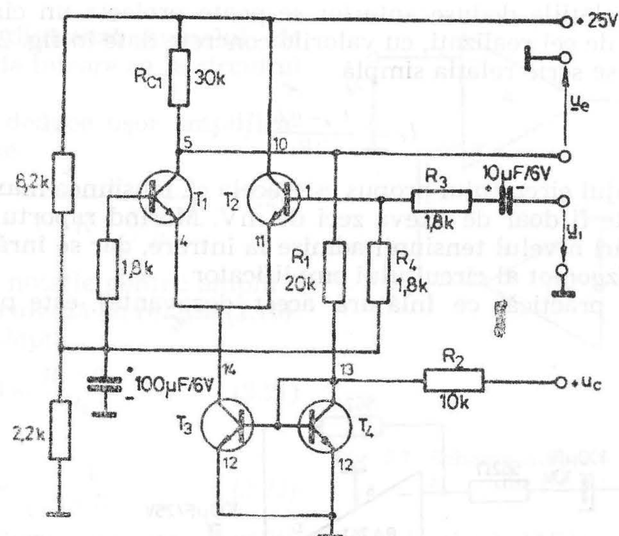


Fig. 2.5. Amplificator cu cîştig variabil prin tensiune continuă.

Din (2.13) şi (2.14) se obţine

$$A_u = 40 \cdot R'_C \cdot I_{C1}, \quad (2.16)$$

unde curentul se exprimă în [mA] şi rezistenţa în [kΩ].

Tranzistoarele din circuitul βA726 permit modificarea curentului de colector între limitele extreme de 10 µA şi 5 mA, deci, se poate realiza o variaţie a amplificării de aproximativ 500 de ori.

La realizarea practică trebuie respectată, cu stricteţe, relaţia

$$R_1 = 2R_2, \quad (2.17)$$

în scopul menţinerii cît mai constante a potenţialului colectorului tranzistorului T_1, la variaţia comandată a curentului de colector.

Schema propusă permite reglajul amplificării în raport de 1 : 100 pentru o variaţie a tensiunii de comandă între 0,6 V şi 20 V. Semnalul maxim admis la intrare, în condiţiile unui factor de distorsiuni al semnalului de ieşire redus (sub 1%), este de 20 mV, vîrf la vîrf. Frecvenţa maximă a semnalului de intrare este de aproximativ 50 kHz, iar cea minimă de 100 Hz. Frecvenţa minimă poate fi micşorată sau mărită, crescînd sau micşorînd valoarea capacităţii C_1. Se poate folosi o relaţie aproximativă de dimensionare pentru C_1

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(R_3 + R_4) f_i}, \quad (2.18)$$

unde f_i este frecvenţa minimă impusă.

Folosind relațiile deduse anterior se poate proiecta un circuit cu alți parametri față de cei realizați, cu valorile concrete date în fig. 2.5.

Pentru I_C se scrie relația simplă

$$I_C = \frac{U_c - 0{,}6}{2R_2}. \qquad (2.19)$$

Dezavantajul circuitului propus este acela că tensiunea maximă admisă la intrare poate fi doar de cîteva zeci de mV. Mărind raportul între R_3 și R_4 se poate mări nivelul tensiunii admise la intrare, dar se înrăutățește raportul semnal/zgomot al circuitului amplificator.

O soluție practică, ce înlătură acest dezavantaj, este prezentată în fig. 2.6.

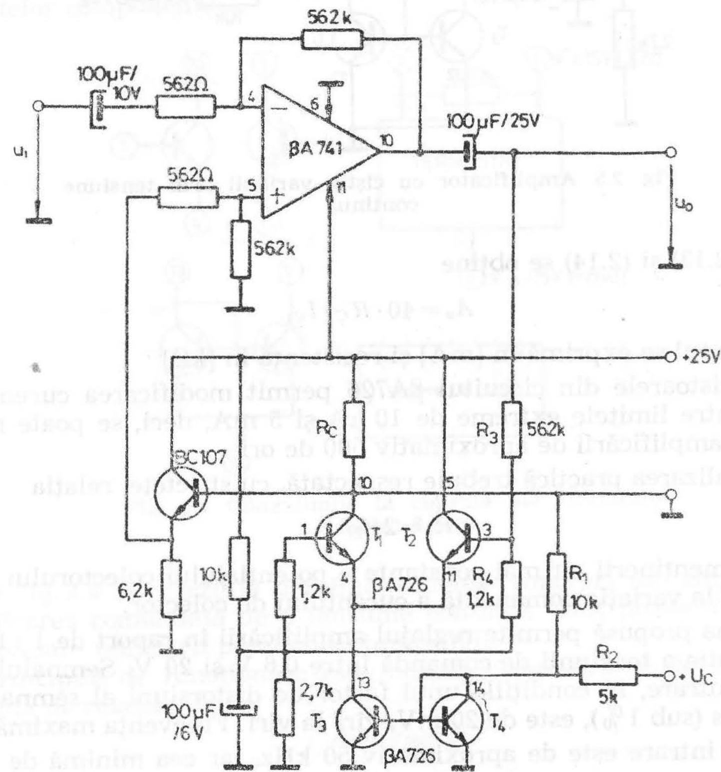


Fig. 2.6. Amplificator cu cîștig variabil cu nivel al tensiunii de intrare mărit.

Funcționarea poate fi înțeleasă urmărind schema bloc a circuitului amplificator din fig. 2.7.

Se observă că amplificatorul simplu, prezentat anterior, este introdus în bucla de reacție negativă a unui amplificator cu amplificare constantă

A. Astfel, se divizează semnalul de ieşire, nu cel de intrare ca la circuitul anterior.

Se poate deduce uşor amplificarea de tensiune

$$A_u = \frac{u_0}{u_i} = -\frac{A}{1+K\frac{AR_2}{R_1+R_2}}, \quad (2.20)$$

unde K este o notaţie pentru amplificarea ce se calculează cu relaţia (2.16).

Dacă se adoptă

$$A = \frac{R_1+R_2}{R_2}, \quad (2.21)$$

se obţine

$$A_u = -\frac{A}{1+K}. \quad (2.22)$$

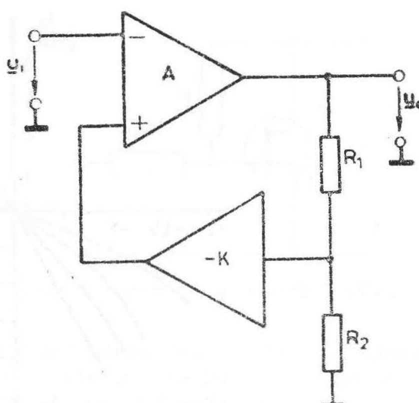


Fig. 2.7. Schema bloc a amplificatorului din fig. 2.6.

Amplificatorul operaţional utilizat este de tipul βA741, alimentat de la o singură sursă de tensiune. Conexiunile se referă la capsula T0 116.

Cu valorile indicate se poate obţine o plajă de reglaj a amplificării de aproximativ 130, la o variaţie a tensiunii de comandă de 20 V.

Folosind relaţiile (2.19), (2.20), (2.21), (2.22) se poate proiecta un circuit amplificator cu alţi parametri.

Circuitele simple propuse pot fi utilizate, de exemplu, în sisteme de comandă la distanţă a volumului unei audiţii sonore, îndeplinind rolul de preamplificator în amplificatoare pentru traductoare optice (pe post de receptor pentru telecomandă în infraroşu).

Circuitele din fig. 2.6 şi 2.7, completate cu un circuit redresor şi un circuit de comparaţie integrator (aşa cum se va putea vedea în exemplele următoare), pot deveni circuite de reglaj automat al amplificării.

2.2.2. AMPLIFICATOARE CU CÎŞTIG VARIABIL FOLOSIND TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP ŞI AMPLIFICATOARE OPERAŢIONALE

Tranzistorul cu efect de cîmp, TEC, atît de tip grilă joncţiune, cît şi tipul grilă izolată prezintă, la valori mici ale tensiunii drenă sursă, U_{DS}, o dependenţă liniară între curentul de drenă, I_D, şi tensiunea U_{GS}. Deci, la valori mici ale tensiunii U_{DS}, TEC se comportă ca o rezistenţă a cărei valoare poate fi controlată prin tensiunea grilă-sursă U_{GS} [74]. În fig. 2.8 este prezentată o familie de astfel de caracteristici. Conductanţa drenă-sursă, g_{ds}, se poate calcula cu relaţia

$$g_{ds} = g_0\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right), \quad (2.23)$$

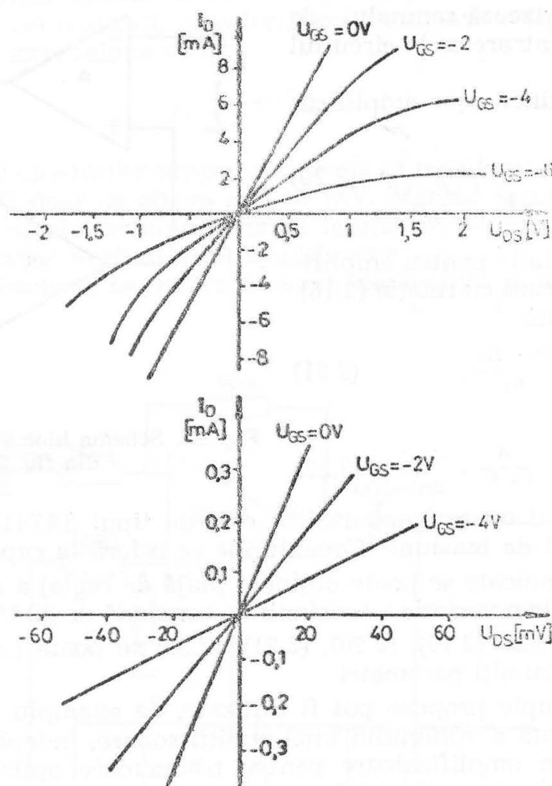


Fig. 2.8. Caracteristicile tranzistorului TECJ în **regiunea inițială.**

unde

$$g_0 = \left(\frac{2 I_{DSS}}{U_P} \right). \tag{2.24}$$

Valorile uzuale sînt

$$(r_{ds})_{min} = \frac{1}{(g_{ds})_{max}} = 20\ \Omega \div 1\ 000\ \Omega,$$

$$(r_{ds})_{max} = \frac{1}{(g_{ds})_{min}} = 0,1\ \mathrm{M\Omega} \div 10\ \mathrm{M\Omega}.$$

Pe baza dependenței $g_{ds} = f(U_{GS})$ **se pot realiza** circuite amplificatoare cu cîștig variabil, **implementînd divizoare simple,** cu factor de divizare comandat sau divizoare **comandate în bucla de reacție** a unor amplificatoare operaționale. Se vor **analiza ambele situații.**

Pentru a putea **extinde plaja tensiunii** U_{DS} la care TEC-ul se comportă ca o rezistență **liniară, se poate utiliza** o **soluție** simplă, prezentată în fig. 2.9. Se observă **aplicarea unui semnal de reacție,** suprapus tensiunii de comandă, egal cu **jumătate din tensiunea de drenă.**

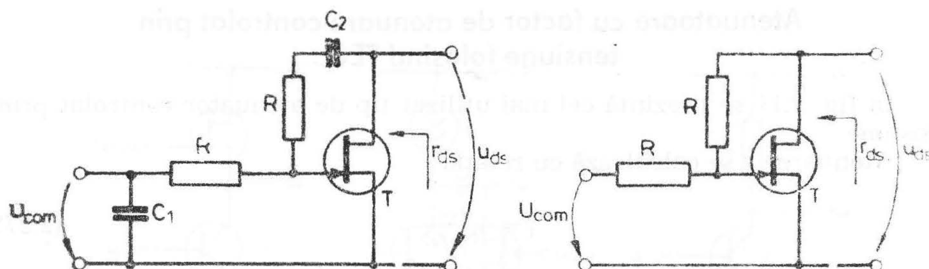


Fig. 2.9. Extinderea plajei de tensiune U_{DS} pentru comportare liniară a TECJ

Rezistența R se alege mare, pentru a nu șunta rezistența r_{ds}. Efectul conexiunii se poate observa din fig. 2.10, unde se prezintă caracteristicile experimentale pentru un tranzistor TEC de tip KP303E. Rezistența r_{ds} pentru circuitul prezentat, se poate calcula cu relația

$$r_{ds} = \frac{r_0}{1 - \frac{U_{GS}}{2U_P}}, \qquad (2.25)$$

unde

$$r_0 = \frac{1}{g_0}.$$

Tensiunile U_{DS} limită, între care este valabilă relația (2.25), se determină cu

$$U_{DS} = \pm(U_{GS} - 2U_P). \qquad (2.26)$$

Pentru tensiuni U_{DS} în afara limitelor, caracteristica nu mai este liniară

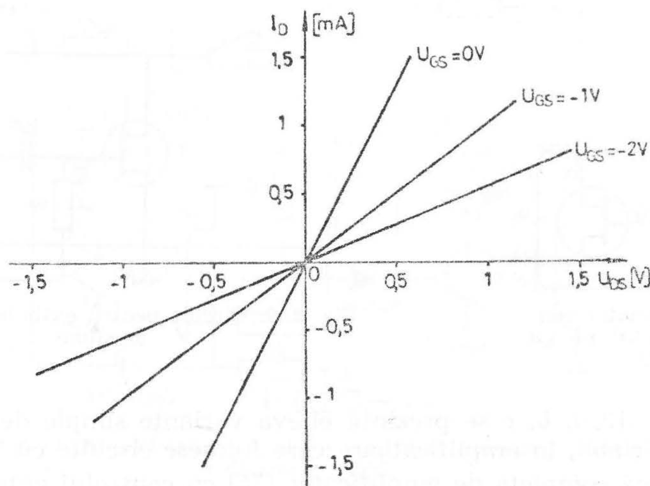


Fig. 2.10. Caracteristicile liniarizate ale unui TECJ.

Atenuatoare cu factor de atenuare controlat prin tensiune folosind TEC

În fig. 2.11 se prezintă cel mai utilizat tip de atenuator controlat prin tensiune.

Atenuarea γ se calculează cu relația

$$\gamma=\frac{r_{ds}}{R+r_{ds}}. \quad (2.27)$$

Limitele gamei de atenuare depind de tipul tranzistorului folosit, ca și de atenuarea reziduală admisibilă, γ_r, atunci cînd r_{ds} ia valoarea maximă r_{dsM}.

Rezistența R se poate dimensiona cu relația

$$R=r_{dsM}\left(\frac{1}{\gamma_r}-1\right). \quad (2.28)$$

Atenuarea limită inferioară, γ_m, se obține pentru valoarea minimă a rezistenței drenă sursă, r_{dsm}

$$\gamma_m=\frac{r_{dsm}}{R+r_{dsm}}. \quad (2.29)$$

Pentru ca atenuatorul să nu introducă distorsiuni importante, datorită neliniarității TEC-ului, nivelul semnalului de ieșire trebuie limitat la cel mult cîteva zeci de milivolți.

Extinderea gamei de tensiuni de ieșire se poate realiza cu circuitul din fig. 2.12, ca o aplicație la cele arătate mai sus privind liniarizarea caracteristicilor unui TEC [74]. Față de montajul simplu de atenuator, distorsiunile se reduc de la 10 % la 0,1÷0,3 % la aceeași amplitudine a semnalului de ieșire.

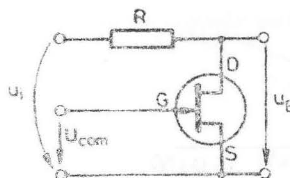


Fig. 2.11. Atenuator controlat prin tensiune cu TECJ.

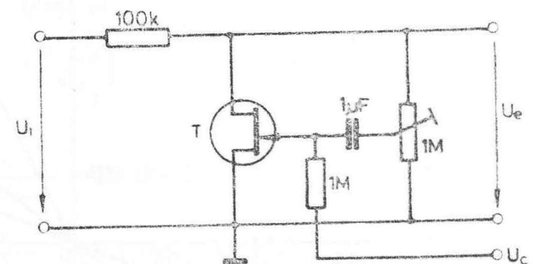


Fig. 2.12. Circuit pentru extinderea gamei de tensiune.

În fig. 2.13, *a*, *b*, *c* se prezintă cîteva variante simple de realizare a cîștigului variabil, în amplificatoare care folosesc circuite cu TEC.

O schemă completă de amplificator [75] cu controlul automat al amplificării, folosind divizor cu TEC, este prezentată în fig. 2.14.

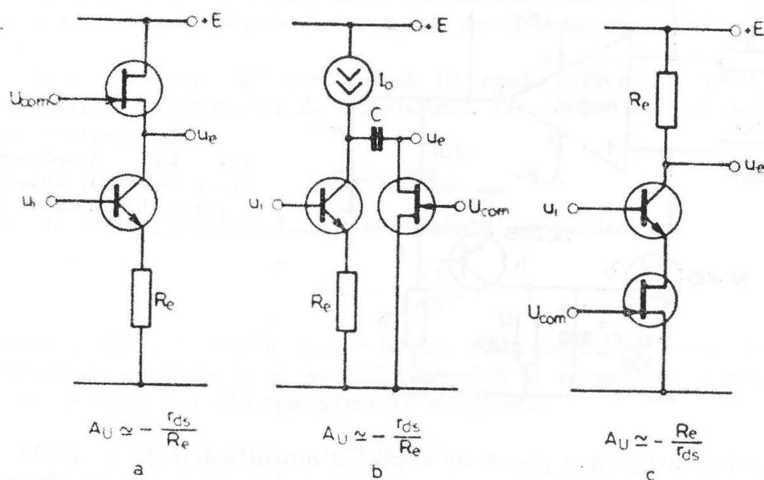


Fig. 2.13. Circuite amplificatoare simple cu cîştig variabil prin tensiune continuă, folosind TEC.

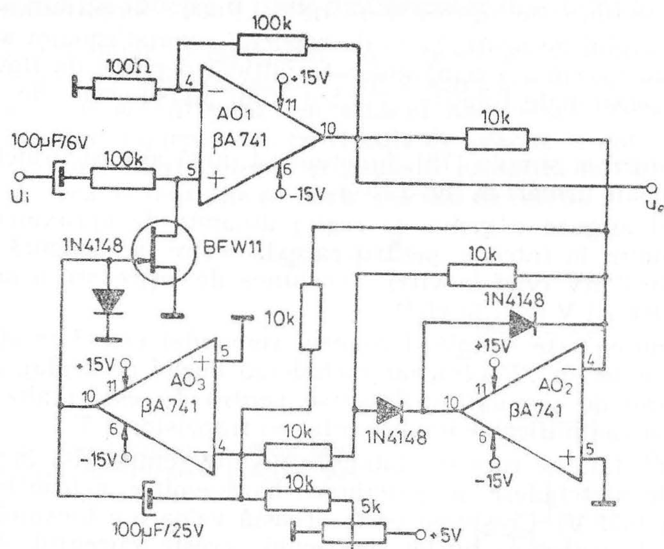


Fig. 2.14. Amplificator cu cîştig controlat automat folosind divizor cu TEC.

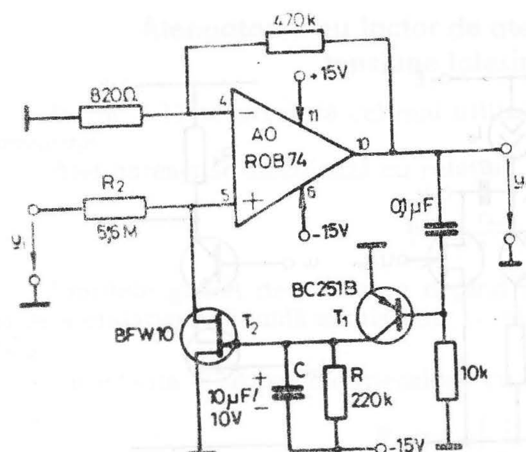


Fig. 2.15. Amplificator cu cîştig controlat automat cu o gamă dinamică de 80 dB

Circuitul asigură o gamă de reglaj a amplificării de 1 : 1 000. Amplificatorul operaţional AO_1 este în montaj neinversor, cu un cîştig fix de 1 000. Amplificatoarele AO_2 şi AO_3 asigură comanda automată a cîştigului prin tensiunea aplicată grilei tranzistorului TEC-J de tip BFW11. AO_2 este montat într-o configuraţie de redresor de precizie, iar AO_3 — de comparator-integrator. Amplitudinea semnalului de ieşire poate fi reglată, între 0 şi 5 V, prin modificarea cu P_1 a tensiunii de referinţă furnizată comparatorului cu AO_3.

Gama tensiunii de intrare este de 1 : 1 000 ; amplitudinea minimă depinde de nivelul de ieşire, ca şi de raportul semnal/zgomot admis.

Frecvenţa maximă a semnalului amplificat depinde de tipul amplificatoarelor operaţionale folosite. Pentru tipul βA741 este de aproximativ 1 kHz.

Un circuit mai simplu [75], funcţionînd după acelaşi principiu cu cel anterior, se poate urmări în fig. 2.15.

Circuitul asigură o gamă de reglaj dinamic de aproximativ 80 dB. Semnalul minim la intrare, pentru care la ieşire se asigură un nivel constant, este 2 mV (vîrf la vîrf). Tensiunea de ieşire are o amplitudine de aproximativ 1,1 V (vîrf la vîrf).

Funcţionarea este simplă. Divizorul comandat este format din R_2 şi T_2 (un TEC-J de tip BFW10), iar închiderea buclei de reglaj, adică obţinerea tensiunii de comandă grilă-sursă pentru T_2, este realizată de circuitul redresor-amplificator implementat cu tranzistorul T_1.

Referinţa, faţă de care se stabileşte nivelul semnalului la ieşire, este tensiunea de deschidere a joncţiunii bază emitor a tranzistorului T_1 (aproximativ 0,55 V). Creşterea peste această valoare a tensiunii de ieşire este stopată de activarea buclei de reglaj : creşte curentul de colector I_C, scade tensiunea grilă sursă a tranzistorului T_2 (în valoare absolută). Deci, scade rezistenţa drenă-sursă, efectul rezultant fiind creşterea factorului de divizare al tensiunii de intrare. Va exista o variaţie a tensiunii

de ieşire (sistemul de reglaj este de tip proporţional), cu atît mai mică cu cît amplificarea în curent a tranzistorului T_1 este mai mare şi tensiunea de vîrf U_P pentru T_2 este mai mică (în modul). La realizarea practică a circuitului se recomandă selectarea celor două tranzistoare după criteriul arătat anterior.

Constanta de timp RC trebuie să fie mult mai mare decît cea mai mare perioadă a semnalului de amplificat. O relaţie aproximativă, între cele două mărimi, este

$$RC \simeq 10\ T_{max}. \tag{2.30}$$

Deci, frecvenţa minimă f_{min} a semnalului amplificat este

$$f_{min} = \frac{10}{2\pi RC}, \tag{2.31}$$

cu valorile indicate rezultă $f_{min} = 60$ Hz. Constanta de timp RC determină timpul de răspuns t_r al amplificatorului la variaţii de semnal rapide la intrare. Se poate calcula aproximativ cu relaţia

$$t_r = 2{,}2\ RC. \tag{2.32}$$

Amplificatorul operaţional AO este de tip ROB74, operaţional cu tranzistoare TEC-J la intrare. Utilizarea sa este necesitată de valoarea mare a rezistenţei R_2, din divizorul comandat, impusă de gama largă de reglaj a amplificării.

Amplificatoare cu cîştig variabil folosind tranzistorul TEC-J în bucla de reacţie a unui amplificator operaţional [76]

Un control liniar al cîştigului, în raport aproximativ de 1 : 1 000, poate fi obţinut cu un tranzistor TEC-J conectat în circuitul de reacţie negativă al unui amplificator operaţional neinversor. Este, de fapt, un divizor comandat implementat ca circuit de reacţie negativă. Configuraţia circuitului este foarte simplă şi poate fi urmărită în fig. 2.16.

Amplificarea de tensiune se poate calcula cu relaţia

$$A_u = 1 + \frac{R_1}{r_{ds}}, \tag{2.33}$$

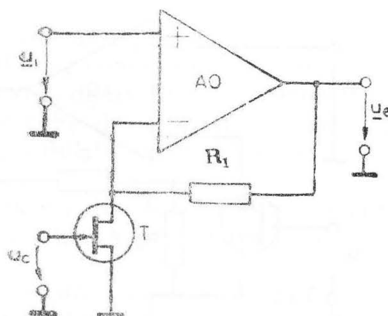


Fig. 2.16. Amplificator cu cîştig controlat prin modificarea reacţiei negative la un *AO*.

unde rezistența drenă-sursă r_{ds} este

$$r_{ds}=\frac{U_P}{U_P-U_{GS}}r_0. \quad (2.34)$$

și rezistența drenă-sursă minimă r_0 este

$$r_0=r_{ds}|\text{pt. } U_{GS}=0. \quad (2.35)$$

Notînd cu U_C tensiunea de comandă

$$U_C=U_P-U_{GS}, \quad (2.36)$$

se obține

$$A_u=1+\frac{R_1}{r_0}\cdot\frac{U_C}{U_P}. \quad (2.37)$$

Relația (2.37) arată o dependență liniară a cîștigului de tensiunea de comandă.

Dacă $U_C=0$, adică $U_{GS}=U_P$, cîștigul devine unitar. În extrema cealaltă, $U_C=U_P$ sau $U_{GS}=0$, cîștigul este maxim și se poate calcula cu relația

$$A_{umax}=1+\frac{R_1}{r_0}. \quad (2.38)$$

Cînd se dorește obținerea unui cîștig minim mai mare decît unitatea, circuitul din fig. 2.16 se modifică ca în fig. 2.17.

Pentru amplificarea de tensiune se poate stabili relația

$$A_u=1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_1U_C}{r_0U_P}. \quad (2.39)$$

Amplificarea minimă este

$$A_{umin}=1+\frac{R_1}{R_2}. \quad (2.40)$$

Nivelul maxim al semnalului de intrare, pentru distorsiuni acceptabile, este limitat la cîteva zeci de milivolți. Banda de frecvență a amplifi-

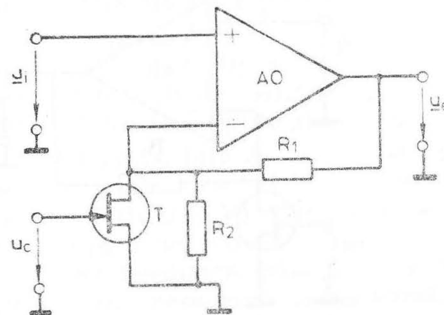
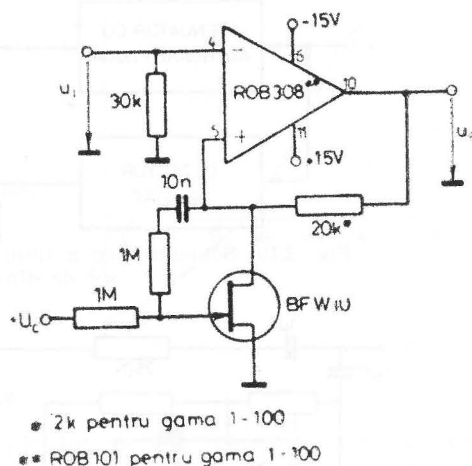


Fig. 2.17. Amplificator cu cîștig controlat prin reacție negativă și avînd amplificarea minimă supraunitară.

Fig. 2.18. Amplificator cu cîştig variabil prin tensiune continuă cu AO ROB308.



catorului este dependentă de cîştigul maxim dorit şi de banda corespunzătoare amplificării unitare a amplificatorului operaţional folosit.

Reducerea distorsiunilor şi mărirea nivelului semnalului de intrare se pot realiza folosind procedeul de liniarizare a caracteristicilor TEC-ului descris în subparagraful anterior. Tot în acelaşi context, se recomandă utilizarea unor TEC-J-uri cu tensiune de prag mare.

Pentru domeniul de frecvenţă audio (aproximativ pînă la 20 kHz) se recomandă, în ordinea preferinţei, următoarele tipuri de amplificatoare operaţionale : ROB308, ROB101, ROB709, βM324.

În fig. 2.18 este prezentat un exemplu practic de circuit amplificator cu cîştig reglabil. Se observă introducerea grupului *C—R* pentru liniarizarea caracteristicilor TEC-J-ului, de tip KP303E sau BFW10.

Cu amplificatorul operaţional ROB308 se obţin următoarele performanţe : plaja de reglaj a cîştigului 1 : 1 000, tensiunea maximă la ieşire 8,5 V vîrf la vîrf pentru o bandă de frecvenţă de 20 kHz.

Folosind un amplificator operaţional de tip ROB101 sau 1/4 din βM324, rezultatele obţinute sînt mai slabe : domeniul de reglaj al cîştigului de numai de 1 : 100 pentru o bandă de frecvenţă de 10 kHz şi semnalul maxim la ieşire în jur de 4 V (vîrf la vîrf).

Aplicaţiile circuitului prezentat sînt numeroase ; cele mai importante sînt : oscilatoare armonice cu punte Wien ; comanda de la distanţă a nivelului unei audiţii muzicale, circuite expandoare şi compresoare de nivel. În situaţia în care se dispune de o pereche de tranzistoare TEC-J, se pot realiza două circuite identice, deci, posibilitatea de utilizare şi în sistemele stereo.

Ca exemplificare, în fig. 2.19 se prezintă schema bloc a unui circuit expandor compresor de nivel, iar în fig. 2.20 schema practică a unui circuit expandor în domeniul audio.

Funcţionarea circuitului expandor este simplă ; circuitul amplificator cu cîştig reglabil, conţinînd amplificatorul operaţional AO_1(1/4 din βM324)

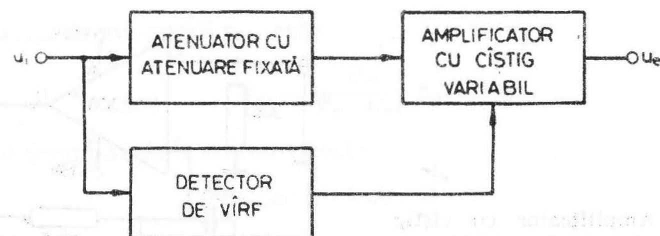


Fig. 2.19. Schema bloc a unui circuit expandor/compresor de dinamică

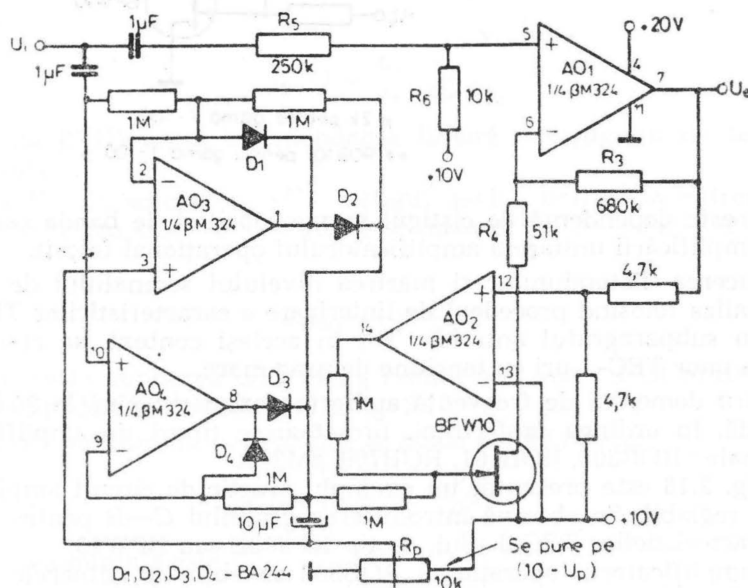


Fig. 2.20. Circuit expandor de dinamică cu AO.

și tranzistorul TEC-J BFW10, este de tipul descris anterior. Deosebirea apare la circuitul de liniarizare a caracteristicii tranzistorului TEC-J ; aici, utilizîndu-se amplificatorul operațional AO_2, se introduce un TEC-J în bucla de reacție negativă. Detectorul de vîrf este de tip bialternanță și este realizat cu amplificatoarele operaționale AO_3, AO_4 (1/2 βM324).

Rezistențele R_3 și R_4 determină o variație logaritmică (necesară unui expandor audio) a amplificării în raport cu tensiunea de comandă dată de redresor, proporțională cu semnalul de intrare ; caracteristica obținută este prezentată în fig. 2.21.

Divizorul fix, conținînd rezistențele R_5 și R_6, are rolul de a fixa cîștigul la aproximativ 0 dB pentru un semnal de intrare aflat la mijlocul domeniului de variație.

Distorsiunile semnalului sînt mici (sub 0,2%) ; banda de frecvență, cu amplificatorul operațional indicat, este de aproximativ 20 kHz.

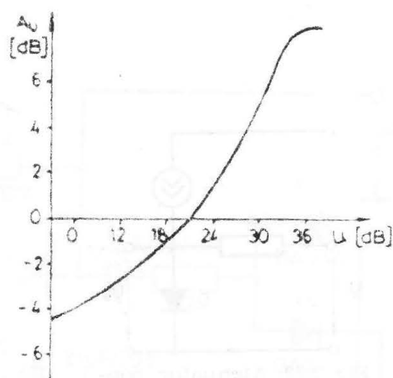


Fig. 2.21. Caracteristica intrare-ieşire a circuitului din fig. 2.20.

La realizarea practică a circuitului se vor respecta valorile componentelor indicate pe figură, singurul reglaj fiind efectuat cu semireglabilul R pentru tensiunea inițială de comandă a tranzistorului TEC-J. Reglajul este necesar, deoarece tensiunea de prag pentru TEC-J diferă de la un tranzistor la altul.

Un circuit compresor se poate realiza după aceeași schemă cu a unui circuit expandor, singura deosebire apărînd la modul de prepolarizare a TEC-J-ului. *Comanda inițială trebuie să corespundă stării de rezistență* drenă-sursă minimă (amplificării maxime pentru semnale *mici la intrare*). Folosind tranzistoare TEC-J duble se pot realiza (prin dublarea circuitelor) sisteme expandoare și compresoare pentru semnale stereo.

2.2.3. AMPLIFICATOARE CU CÎȘTIG REGLABIL CU DIODE SEMICONDUCTOARE

Folosind caracteristica tensiune-curent a diodei semiconductoare se pot realiza, simplu, divizoare comandate. Pentru un curent direct prin diodă, I_D, mult mai mare decît curentul invers, rezistența dinamică a diodei este

$$r_d = \frac{V_T}{I_D}. \tag{2.41}$$

Aproximarea este bine verificată pentru diodele cu siliciu la care curentul invers este de ordinul nanoamperilor.

În fig. 2.22 se prezintă schema unui divizor comandat cu diodă. Raportul de divizare, γ, definit ca

$$\gamma = \frac{U_0}{U_i} \tag{2.42}$$

este

$$\gamma = \frac{r_d}{R + r_d}. \tag{2.43}$$

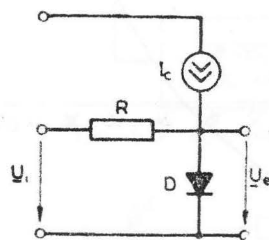


Fig. 2.22. Atenuator, controlat prin curent, cu diodă semiconductoare.

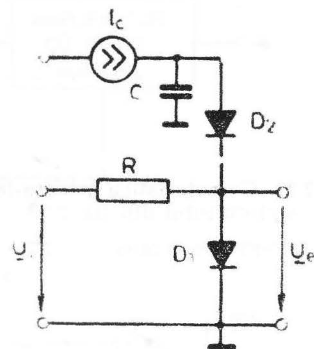


Fig. 2.23. Extinderea domeniului de tensiuni de ieşire pentru comportarea liniară a divizorului din fig. 2.22.

Modificînd curentul I_C al generatorului de curent constant, se modifică r_d, deci, atenuarea introdusă. Practic se poate realiza o variaţie maximă a raportului de divizare de aproximativ 1 : 500.

Pentru obţinerea unor distorsiuni mici ale semnalului de ieşire este necesar ca amplitudinea maximă a componentei alternative a curentului prin diodă să fie mult mai mică decît componenta continuă a curentului de comandă.

Circuitul din fig. 2.23 elimină parţial acest dezavantaj prin funcţionarea în contratimp a două diode de acelaşi tip, simultan comandate. Capacitatea C pune la masă, în regim alternativ, anodul diodei D_2, măsură necesară funcţionării simetrice a celor două diode.

Pentru rapoarte de divizare mai mari se pot lega în cascadă mai multe divizoare. Pentru obţinerea maximului gamei de variaţie a atenuării este indicată conectarea între divizoare a unor amplificatoare separatoare. În fig. 2.24 este prezentată o schemă concretă folosind două divizoare.

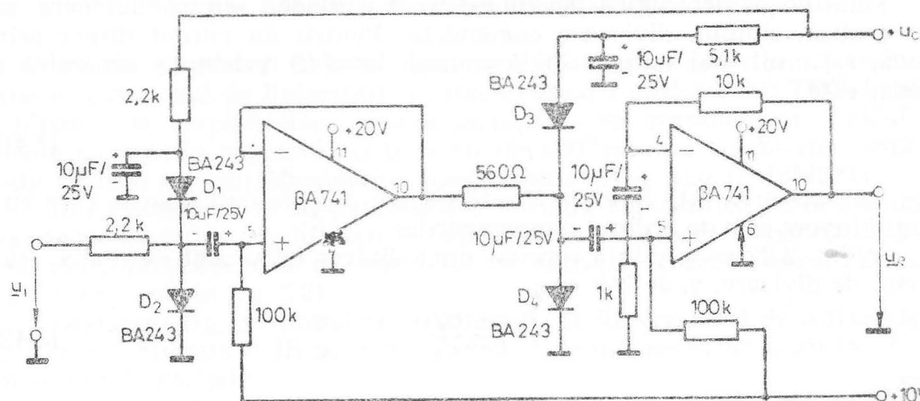


Fig. 2.24. Amplificator cu cîştig comandat prin tensiune continuă folosind divizoare cu diode.

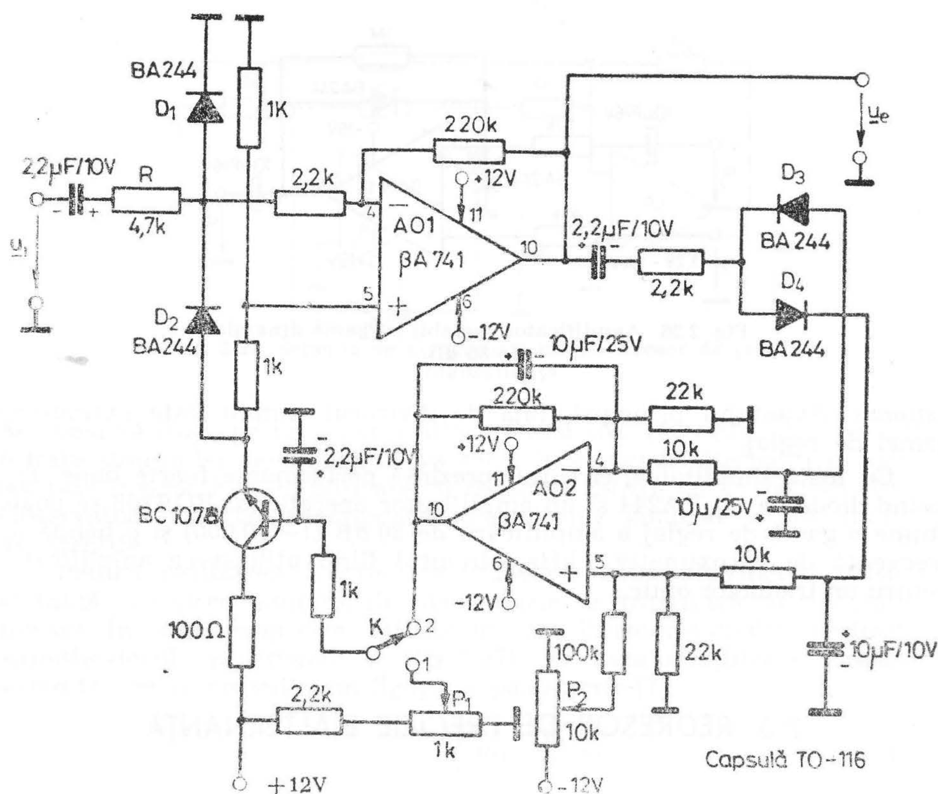


Fig. 2.25. Amplificator cu reglaj automat al amplificării și nivel prestabilit al tensiunii de ieșire.

Gama de variație a cîștigului este de aproximativ 1 : 5 000 pentru o bandă de frecvență de 100 kHz. Tensiunea de comandă, U_C, trebuie modificată între 0,5 V și 6 V.

Un circuit complet [75], cu reglajul automat al amplificării și nivel prestabilit al tensiunii de ieșire este prezentat în fig. 2.25.

Divizorul comandat este realizat cu diodele D_1, D_2 și rezistența R. Amplificatorul operațional AO_1, în montaj diferențial, realizează un cîștig de aproximativ 100. Diodele D_3 și D_4 împreună cu amplificatorul operațional AO_2 realizează funcția de redresor de precizie și regulator proporțional, al cărui semnal de ieșire reprezintă tensiunea de comandă pentru divizorul de la intrare. Amplitudinea semnalului de ieșire poate fi modificată, în anumite limite, cu ajutorul potențiometrului P. Există și posibilitatea unui reglaj manual al amplificării, cu întrerupătorul K în poziția 1, prin potențiometrul P_1.

În fig. 2.26 este prezentată o altă modalitate de utilizare a divizorului cu diode, și anume în bucla de reacție negativă a unui amplificator ope-

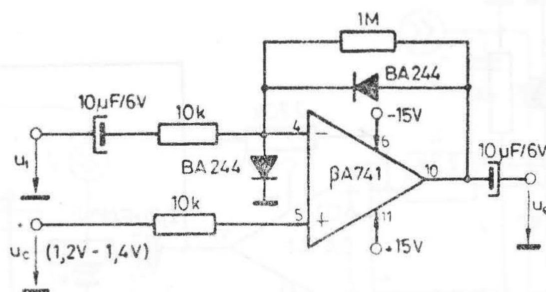


Fig. 2.26. Amplificator reglabil cu gamă dinamică de 80 dB.

rațional. Avantajul principal, față de divizorul simplu, este extinderea gamei de reglaj.

Cu toată simplitatea, circuitul prezintă performanțe foarte bune. Folosind diode de tip BA244 și un amplificator operațional ROB208 se poate obține o gamă de reglaj a amplificării de 80 dB (1—10 000) și o bandă de frecvență de aproximativ 1 kHz, circuitul fiind utilizat ca amplificator pentru un traductor optic.

2.3. REDRESOR DE PRECIZIE BIALTERNANȚĂ

Redresorul de precizie constituie unul dintre circuitele cu o largă aplicabilitate în domeniul măsurării mărimilor alternative sinusoidale, ca urmare a performanțelor remarcabile pe care le prezintă : o precizie ridicată (erori mai mici de 0,1 %), precum și posibilitatea utilizării într-un domeniu larg de frecvențe (de la zero pînă la sute de kHz). Urmat de un filtru trece-jos, circuitul devine un convertor curent alternativ (c.a.) — curent continuu (c.c.) de precizie.

Schema uzuală a unui redresor de precizie bialternanță este prezentat în fig. 2.27. Amplificatorul operațional A_1, împreună cu diodele D_1, D_2 și rezistențele R_1, R_2 alcătuiesc un circuit limitator de precizie [4]. Cele două diode se vor găsi una în stare de conducție și cealaltă în stare blocată, după cum $u_i < 0$ (cînd conduce D_1), respectiv $u_i > 0$ (cînd conduce D_2). Considerînd amplificatorul operațional A_1 ideal (adică avînd cîștigul în tensiune de valoare infinită și curenții, respectiv tensiunea de decalaj de intrare, nuli) și neglijînd curenții reziduali ai diodelor D_1, D_2, comportarea limitatorului de precizie este descrisă de relațiile [4] (fig. 2.27) :

$$\begin{cases} u_{e1} = -\frac{R_2}{R_1} u_i & \text{pentru } u_i > 0, \\ u_{e1} \cong 0 & \text{pentru } u_i < 0. \end{cases} \tag{2.44}$$

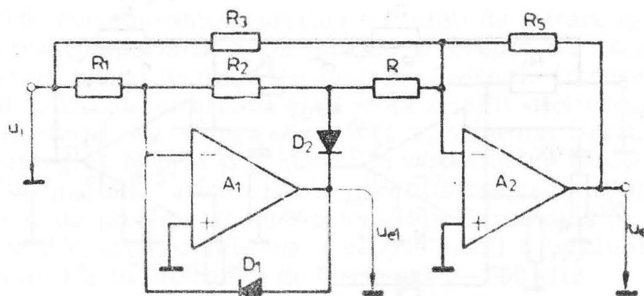


Fig. 2.27. Schema de principiu a unui redresor de precizie bialternanță.

Se constată ușor, pe baza expresiilor de mai sus, că pentru un semnal de intrare sinusoidal tensiunea u_1 va reproduce numai alternanțele pozitive (cu faza inversată și amplificate cu raportul R_2/R_1), iar în rest va fi nulă. Observația justifică funcționarea circuitului analizat drept limitator de precizie.

Pentru realizarea funcției de redresare dublă-alternanță, tensiunea obținută la ieșirea limitatorului de precizie se însumează cu semnalul de intrare. În acest scop este utilizat un amplificator-sumator realizat cu amplificatorul operațional A_2 (fig. 2.27). Pe baza relațiilor cunoscute și avînd în vedere notațiile din figură se poate scrie [7]

$$u_e = -\frac{R_5}{R_4} u_{e1} - \frac{R_5}{R_3} u_i, \tag{2.45}$$

respectiv, utilizînd relația (2.44), rezultă apoi

$$u_e = \begin{cases} \left(\frac{R_2 R_5}{R_1 R_4} - \frac{R_5}{R_3}\right) u_i & \text{pentru } u_i > 0, \\ -\frac{R_5}{R_3} u_i & \text{pentru } u_i < 0. \end{cases} \tag{2.46}$$

Presupunînd satisfăcută condiția

$$\frac{R_2 R_5}{R_1 R_4} = 2\frac{R_5}{R_3}, \tag{2.47}$$

expresia (2.46) devine

$$u_e = \begin{cases} \frac{R_5}{R_3} u_i & \text{pentru } u_i > 0, \\ -\frac{R_5}{R_3} u_i & \text{pentru } u_i < 0. \end{cases} \tag{2.48}$$

Relațiile de mai sus reflectă în mod evident funcționarea circuitului din fig. 2.27 drept redresor de precizie bialternanță, cele două semiperioade ale semnalului de intrare fiind redate la ieșire cu aceeași polaritate și la fel amplificate (de R_5/R_3 ori).

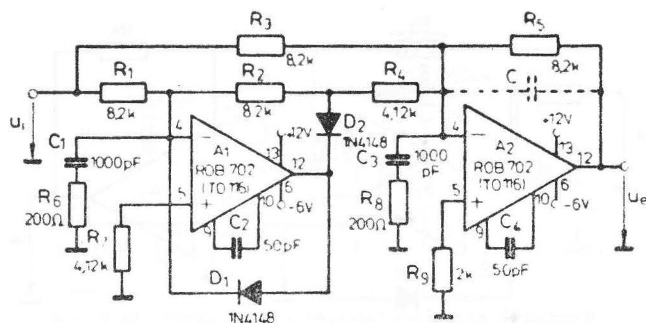


Fig. 2.28. Redresor de precizie bialternanță cu amplificatorul ROB702.

Pentru proiectare se stabilește inițial valoarea raportului R_5/R_3, în funcție de amplificarea pe care trebuie să o realizeze circuitul (rel. 2.48) [7]. Din (2.47) rezultă apoi produsul $(R_2/R_1)(R_5/R_4)$, pe baza căruia se alege raportul R_2/R_1, respectiv R_5/R_4. Se trece, în fine, la calculul efectiv al rezistențelor R_1, R_2,... R_5, urmărindu-se ca valorile calculate să fie de ordinul cîtorva kΩ. Condiția se impune pentru ca să rezulte curenți prin circuit de valori mult mai mari decît curenții de intrare ai amplificatoarelor operaționale, respectiv curenții reziduali ai diodelor (neglijați în relațiile stabilite). În cazul particular al unui circuit care realizează numai redresarea bialternanță, fără amplificarea semnalului de intrare, raportul $R_5/R_3=1$, iar din (2.47) rezultă $(R_2/R_1)(R_5/R_4)=2$. În acord cu valorile acestor rapoarte se alege în mod uzual $R_5=R_3=R_2=R_1=R$ și $R_4=R/2$ [4].

Schema completă a unui redresor de precizie bialternanță, cu amplificare unitară, este dată în fig. 2.28. Prin utilizarea amplificatoarelor operaționale de bandă largă ROB702 [32], compromisul precizie-bandă de trecere, ce caracterizează orice redresor de precizie, a fost tranșat în favoarea ultimului parametru. Erorile care apar se datoresc, pe de o parte, curenților de intrare relativ mari, precum și valorii finite a amplificării în buclă deschisă a amplificatoarelor operaționale, iar pe de altă parte curenților reziduali ai diodelor D_1, D_2. Cu creșterea frecvenței semnalului de intrare erorile se măresc, în special datorită creșterii curenților inverși prin diodele D_1, D_2, ca urmare a prezenței capacităților parazite ale acestora. Precizia circuitului este determinată și de strictețea cu care sînt respectate rapoartele de rezistențe R_2/R_1, R_5/R_3 și R_5/R_4.

În cazul schemei din fig. 2.28, a cărei amplificare este unitară, tensiunea de decalaj la ieșire este neglijabilă. Datorită acestui fapt nu a fost prevăzut circuitul pentru anularea tensiunii de decalaj. Elementele R_6, C_1, C_2 și, respectiv, R_8, C_3, C_4 realizează corecția caracteristicii de frecvență a amplificatoarelor operaționale A_1, A_2, asigurînd o bandă de trecere la semnal mic de cca 3,5 MHz.

Determinarea erorilor unui redresor de precizie bialternanță reprezintă, mai cu seamă la frecvențe ridicate (sute de kHz), o problemă extrem de dificilă. Datorită acestui fapt, pentru circuitul din fig. 2.28 a fost măsu-

rată caracteristica de amplitudine în c.c., rezultînd erori de neliniaritate mai mici de 0,5 %, corespunzător variației tensiunii de intrare în intervalul ±2 V. Aprecierea comportării circuitului cu frecvența s-a făcut pe baza dependenței erorii valorii medii a tensiunii de ieșire de frecvența semnalului sinusoidal aplicat la intrare. În acest scop, amplificatorul-sumator realizat cu amplificatorul operațional A_2 a fost transformat într-un amplificator-sumator-integrator, prin conectarea în circuitul de reacție negativă a capacității C (fig. 2.28). Circuitul astfel rezultat reprezintă, de fapt, un convertor c.a.-c.c. de precizie. Pentru o tensiune sinusoidală de intrare cu amplitudinea de 2 V, eroarea relativă a valorii medii a tensiunii de ieșire a fost mai mică de 1 % în intervalul de frecvență 0—500 kHz.

Este de menționat că deși parametrii specificați mai sus nu caracterizează complet funcționarea redresorului de precizie bialternanță, cunoașterea valorii lor se dovedește suficientă în majoritatea aplicațiilor practice ale acestui tip de circuit.

2.4. AMPLIFICATOR DE AUDIOFRECVENȚĂ

În fig. 2.29 este prezentată o soluție interesantă de amplificator operațional de putere a cărui funcționare se bazează pe valoarea mare a factorului de rejecție a tensiunii de alimentare (SVR) și pe configurația în clasă B a etajului de ieșire [4].

Datorită valorii mari a factorului SVR, curenții I_1 și I_2, luați de amplificatorul integrat AI de la sursa $+E$ și, respectiv, de la sursa $-E$, reproduc cu fidelitate forma de variație în timp a semnalului amplificat și sînt defazați cu 180°. Deci, căderile de tensiune generate de acești curenți pe rezistențe pot comanda eficient și corect cele două tranzistoare complementare ale etajului în contratimp de ieșire. În acest mod, amplificatorul integrat, cu o sarcină optimă $R_1 = 47\ \Omega$, este transformat în generator de curent și are rol de etaj pilot.

Etajul în contratimp în clasă B, realizat cu dubleți fără inversare de tip T_1—T_2, T_3—T_4, are rol numai de amplificator de curent. Prin circuitul de reacție negativă, ce include rezistențele R_3, R_4 și condensatorul C_3, cuprins între intrarea inversoare a A.I. și punctul comun al colectoarelor tranzistoarelor T_1 și T_3 (borna de ieșire), se realizează reunirea etajului pilot cu etajul final în contratimp într-un amplificator operațional de putere.

Impedanța condensatorului C_3 în banda de frecvență audio (datorită valorii mici $C_3 = 6 \cdot 10^{-12}$ F) are valoare foarte mare comparativ cu R_4; din această cauză rezistența totală de reacție este

$$R_r = R_3 + R_4. \tag{2.49}$$

și amplificarea de tensiune a amplificatorului operațional de putere este

$$G_u = 20 \log \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_1} = 20 \text{ dB}. \tag{2.50}$$

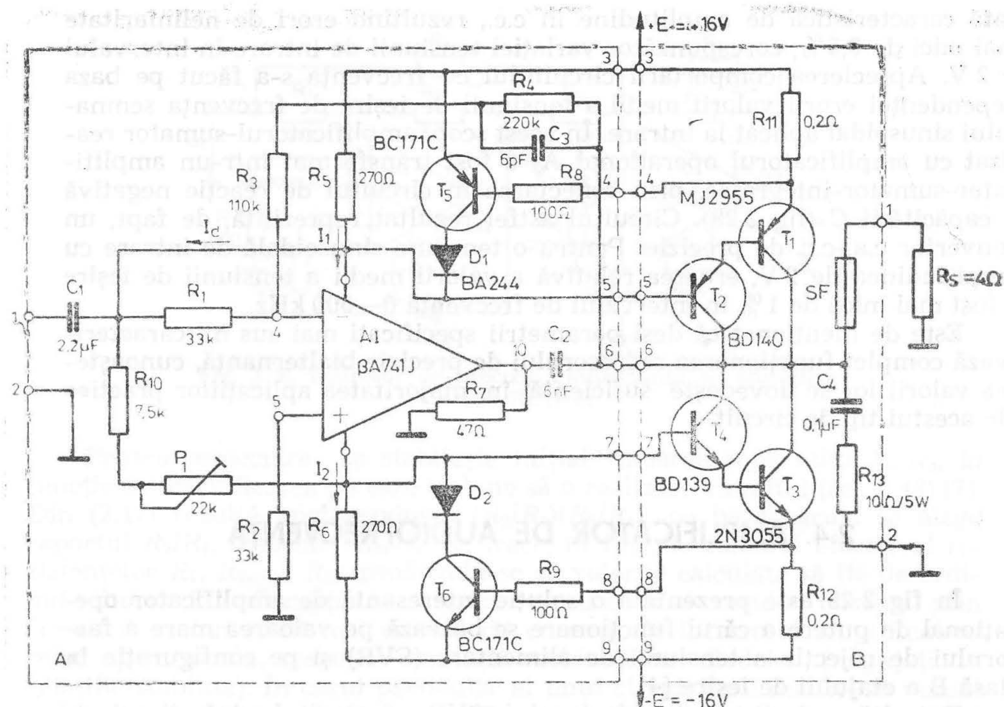


Fig. 2.29. Amplificator final de audiofrecvență cu performanțe ridicate.

Rezistența de reacție, $R_r = R_3 + R_4$, realizează în același timp o reacție negativă și în curent continuu, avînd ca efect menținerea tensiunii nule de ieșire în regim static, chiar dacă tensiunile de alimentare nu sînt strict simetrice.

Pentru asigurarea stabilității amplificatorului operațional de putere se introduce o compensare cu avans-întîrziere de fază prin intermediul condensatoarelor $C = 6$ pF și $C_2 = 6$ nF [71]. Omiterea acestor condensatoare sau nerespectarea valorilor indicate duce la deformarea semnalului de ieșire.

Valorile rezistențelor R_5 și R_6 trebuie să fie astfel alese încît, în cazul cînd *AI* necomandat consumă curentul maxim de alimentare, dubleții etajului final să fie blocați. Alegînd $I_d = 2$ mA în regim staționar prin divizorul R_5—R_{10}—P_1—R_6 alimentat între $+E$ și $-E$ și ținînd cont că pentru amplificatorul integrat βA741J în gol sau cu tensiune de ieșire 0 V, curentul $I_{10} = I_{20} = 1{,}7$ mA (valoare tipică [31]), din relația

$$R_5\,(I_{10} + I_d) < 2U_{BE0} = 1{,}2\text{ V}. \tag{2.51}$$

rezultă

$$R_5 = 270\ \Omega.$$

Distorsiunile neliniare pot să apară în etajul final în contratimp fie în urma derivei potențialului zero al colectorului comun al dubleților (borna de ieșire), fie la trecerile prin zero ale tensiunii sinusoidale de ieșire. Aici însă, se elimină deriva potențialului zero prin reacția negativă în curent continuu amintită, iar delimitarea distorsiunilor datorate trecerilor prin zero se face prin polarizarea adecvată a dubleților printr-o reglare fină a valorii curentului I_d cu potențiometrul $P_1 = 25\ k\Omega$.

Realizînd ieșirea amplificatorului operațional de putere pe colectorul comun al tranzistoarelor complementare de putere, pe lîngă simplificarea montării tranzistoarelor pe radiatorul de răcire, se asigură și o polarizare, practic, independentă de variația rezistenței de sarcină.

Pentru cazul scurtcircuitării accidentale a rezistenței de sarcină R_s, etajul final este protejat în două moduri. În primul rînd, se stabilește curentul limită I_{slim} ce poate fi livrat de tranzistoarele finale de putere fără a periclita termic funcționarea lor (de regulă, acest curent limită este cu 40 % mai mare decît curentul corespunzător puterii maxime de ieșire) și se limitează la această valoare curentul colector al tranzistoarelor T_1 și T_3 cu ajutorul tranzistoarelor T_5, respectiv T_6 polarizate cu căderea de tensiune pe R_{11}, respectiv pe R_{12}. În al doilea rînd, se introduce în serie cu ieșirea o siguranță fuzibilă *SF* cu rolul de a rupe curentul I_{slim}. Deci, în cazul scurtcircuitării accidentale a rezistenței de sarcină, tranzistoarele T_5 și T_6 cu R_{11} și R_{12} limitează curentul de colector la I_{slim} pe intervalul de timp necesar siguranței fuzibile să rupă acest curent.

Amplificatorul operațional de putere cu rol de amplificator de audiofrecvență este prezentat în fig. 2.29 sub forma a două subansambluri : subansamblul A, reprezîntînd partea de putere mică și subansamblul B, reprezentînd partea de putere mare.

Subansamblul A este realizat pe cablaj imprimat ; configurația acestuia și desenul de montare este prezentat în fig. 2.30.

Tranzistoarele subansamblului B sînt montate pe un radiator de aluminiu 110×80×15 mm cu 8 aripioare verticale, eloxat în negru și cu suprafața totală de radiație 216 cm². Componentele R_{11}, R_{12}, C_4, R_{13}, siguranța fuzibilă și cele 9 borne de acces ale subansamblului B sînt realizate pe o plăcuță cu cose, fixată pe radiator.

Soluția de amplificator de audiofrecvență prezentată are, pe lîngă o bandă de frecvență largă și distorsiuni neliniare foarte mici, încă un avantaj, acela al modificării puterii maxime de ieșire prin intermediul valorilor tensiunii de alimentare cu păstrarea performanțelor de bandă și distorsiuni neliniare.

Caracteristicile principale ale amplificatorului de audiofrecvență din fig. 2.26 sînt :

— tensiuni maxime de alimentare : ±21 V,
— tensiuni de alimentare minime : ±10 V,
— putere de ieșire : 6 W ... 40 W,
— tensiunea de intrare : 0,3 V ... 1,8 V,
— banda de frecvență : 5 Hz—50 kHz,
— distorsiuni neliniare la $0{,}8P_{max}$, sub 0,1 %.

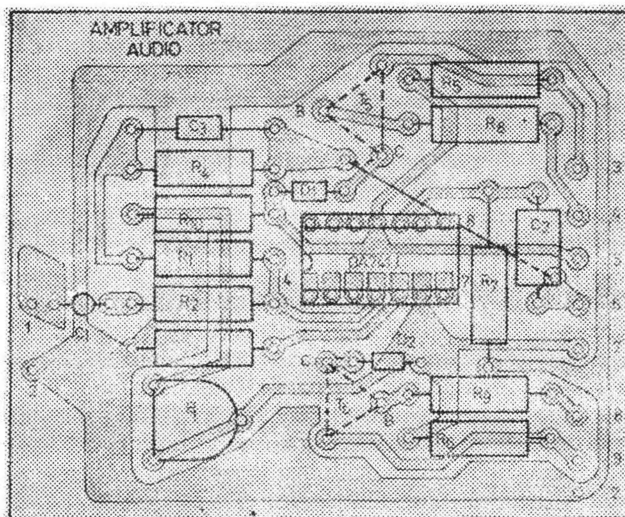


Fig. 2.30. Cablajul imprimat și desenul de montare al subansamblului A din amplificatorul de audiofrecvență.

2.5. TRANSFORMATOR FUNCȚIONAL

Amplificatorul operațional, denumit „transformator funcțional", poate realiza o legătură între tensiunea de ieșire și de intrare care aproximează prin segmente o caracteristică de transfer neliniară impusă. Dacă această caracteristică are pantă monoton crescătoare sau descrescătoare și este plasată într-una din perechile de cadrane I—II, III—IV (fig. 2.31) sau I—III, II—IV (fig. 2.32) sau traversează chiar trei cadrane (caracteristicile din fig. 2.31, *a*, *b*, *c*, *d*, deplasate în jos), ea poate fi realizată cu ajutorul unui singur amplificator operațional ce include o rețea cu rezistențe și diode [14, 18]. Dacă se impune realizarea unor caracteristici de altă formă decît cele date mai sus, sînt necesare mai multe amplificatoare operaționale și rețele mai complicate [77].

În nici un caz nu se poate realiza o formă de caracteristică de transfer care prezintă, pentru o anumită valoare a tensiunii de intrare, două valori diferite ale tensiunii de ieșire.

2.5.1. TRANSFORMATOR FUNCȚIONAL CU UN SINGUR AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

Caracteristica de transfer de forma dată în fig. 2.31, *a* se realizează cu ajutorul amplificatorului operațional din fig. 2.33 [14, 78], unde tensiunea de intrare este U_1, iar U_2 reprezintă o tensiune fixă de deplasare

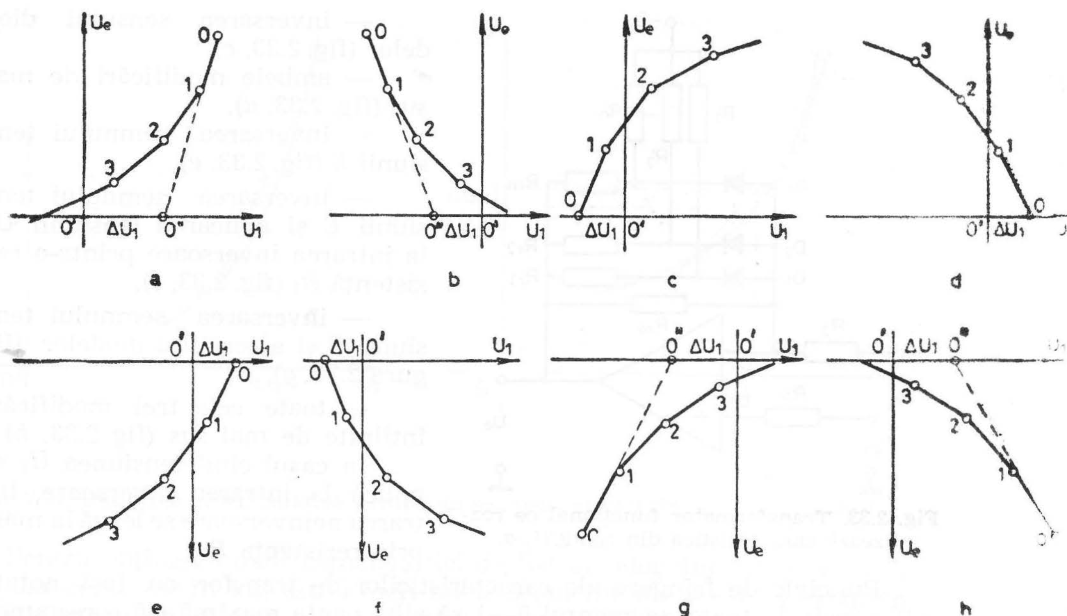


Fig. 2.31. Caracteristici de transfer ce se pot realiza cu transformator funcțional cu un singur amplificator operațional.

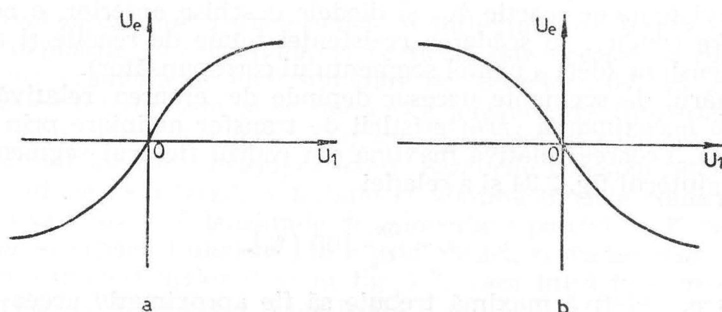


Fig. 2.32. Alte caracteristici de transfer realizabile cu un singur amplificator operațional.

paralelă a segmentului cu panta maximă (segmentul 0-1) al caracteristicii. În lipsa tensiunii de deplasare, prelungirea segmentului cu panta maximă ar trece obligatoriu prin originea sistemului de coordonate U_1—U_e, ceea ce nu poate constitui decît un caz particular.

Transformatoarele funcționale care realizează celelalte caracteristici de transfer din fig. 2.31 se obțin pornind de la circuitul din fig. 2.33 prin următoarele modificări [14] :

— aplicarea tensiunii U_1 la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1 (caracteristica din fig. 2.33, *b*),

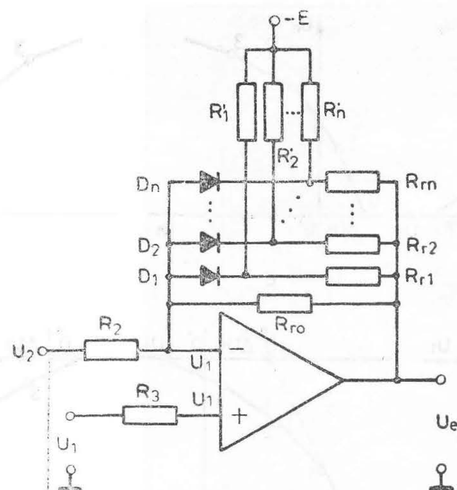


Fig. 2.33. Transformator funcțional ce realizează caracteristica din fig. 2.31, *a*.

— inversarea sensului diodelor (fig. 2.33, *c*),

— ambele modificări de mai sus (fig. 2.33, *d*),

— inversarea semnului tensiunii E (fig. 2.33, *e*),

— inversarea semnului tensiunii E și aplicarea tensiunii U_1 la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1 (fig. 2.33, *f*),

— inversarea semnului tensiunii E și a sensului diodelor (figura 2.33, *g*),

— toate cele trei modificări întîlnite de mai sus (fig. 2.33, *h*).

În cazul cînd tensiunea U_1 se aplică la intrarea inversoare, intrarea neinversoare se leagă la masă prin rezistența R_3.

Punctele de frîngere ale caracteristicilor de transfer au fost notate astfel încît, la toate, segmentul 0—1 să aibă panta maximă (să corespundă situației cînd toate diodele sînt blocate). Astfel, cînd tensiunile U și U_e ating valorile din punctul 1 se deschide dioda D_1, în punctul 2 se deschide D_2 etc. La deschiderea unei diode se conectează în paralel cu ramurile ce includ rezistența de reacție R_{r0} și diodele deschise anterior, o nouă rezistență, care conduce la scăderea rezistenței totale de reacție și a amplificării de tensiune (deci a pantei segmentului corespunzător).

Numărul de segmente necesar depinde de eroarea relativă maximă admisă la aproximarea caracteristicii de transfer neliniare prin segmente de dreaptă. Eroarea relativă maximă din cadrul fiecărui segment se definește cu ajutorul fig. 2.34 și a relației

$$e_r = \frac{\Delta u_e}{U_e} 100 \ [\%]. \tag{2.52}$$

Eroarea relativă maximă trebuie să fie aproximativ aceeași pe toate segmentele. Atunci cînd ea coboară sub valoarea impusă, numărul de segmente este cel minim necesar.

Dintre cele două moduri de aproximare prin segmente a caracteristicii de transfer, date în fig. 2.34, soluția a doua, cu punctele de frîngere în afara caracteristicii, conduce la erori relative de ambele semne, dar mai mici decît în celălalt caz (fig. 2.34, *a*) ceea ce în multe cazuri constituie o situație avantajoasă.

În cazul unei caracteristici de transfer cu pantă monoton variabilă, pentru realizarea unei erori relative maxime uniforme pe toate segmentele, punctele de frîngere trebuie să fie mai apropiate unele de altele în zonele de curbură maximă, în special cînd acestea sînt amplasate în regiunea de valori reduse ale tensiunii de ieșire.

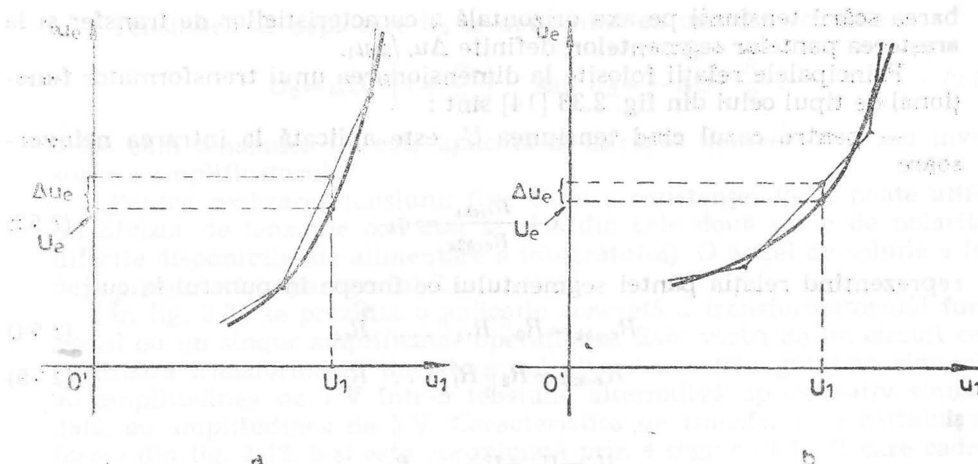


Fig. 2.34. Definirea erorii relative pentru un segment al caracteristicii de transfer.

Pentru obținerea unor caracteristici de forma celor din fig. 2.31, *a*, *b*, *c*, *d*, dar deplasate în jos, astfel încît unele segmente ale acestora să apară sub axa orizontală, este necesar ca pentru ramurile R_r—R', corespunzătoare acestor segmente, să se folosească tensiune de alimentare $+E$ în loc de $-E$. Prin urmare, vor exista în general două grupe de ramuri cu diode și rezistențe, una alimentată de la $-E$, iar a doua — de la $+E$.

Pentru realizarea unor caracteristici cu inflexiune de forma dată în fig. 2.32 sau deplasate pe orizontală ori verticală este necesar ca ramurile corespunzătoare segmentelor unei jumătăți de caracteristică să conțină diodele conectate într-un sens și să folosească tensiune de alimentare $-E$ (pentru segmente aflate deasupra axei) sau $+E$ (pentru segmente aflate sub axă, eventual începînd deasupra axei). Ramurile corespunzătoare celeilalte jumătăți de caracteristică trebuie să conțină diodele conectate în sens invers și să folosească tensiunile de alimentare potrivit $-E$ sau $+E$. Pentru stabilirea sensului diodelor, în aceste cazuri, se va analiza sensul corespunzător caracteristicilor date în fig. 2.31 care intră în componența celor din fig. 2.32 (ce urmează a fi realizate).

O astfel de combinație a două caracteristici din fig. 2.31 este posibilă pentru faptul că ele au aceeași tensiune ΔU_1 (tăietura pe axa U_1 a segmentului 0—1 sau a prelungirii lui), deci necesită aceeași tensiune fixă U_2.

O problemă importantă care apare la realizarea caracteristicilor de transfer impuse este aceea a valorilor posibile ale pantei segmentelor și a limitării acestora. Cînd trebuie realizate caracteristici care reclamă aplicarea tensiunii U_1 la intrarea inversoare, se poate obține practic orice pantă a segmentelor, în timp ce, în cazul aplicării lui U_1 la intrarea neinversoare, nu se poate realiza pantă subunitară. În ultimul caz, folosind o divizare corespunzătoare a tensiunii U_1 la intrarea neinversoare, se poate totuși obține o pantă (în ansamblu) subunitară. Divizarea duce la schim-

barea scării tensiunii pe axa orizontală a caracteristicilor de transfer și la creșterea pantelor segmentelor, definite $\Delta u_e/\Delta u_1$.

Principalele relații folosite la dimensionarea unui transformator funcțional de tipul celui din fig. 2.33 [14] sînt :

— pentru cazul cînd tensiunea U_1 este aplicată la intrarea neinversoare

$$1+\frac{R_{rechk}}{R'_{ech2k}}=a_k \tag{2.53}$$

reprezentînd relația pantei segmentului ce începe în punctul k, cu

$$R_{rechk}=R_0 \| R_{r1} \| \dots \| R_{rk} \tag{2.54}$$

$$R'_{ech2k}=R_2 \| R'_1 \| \dots \| R'_k \tag{2.55}$$

și

$$\frac{U_{ek}-U_{1k}+U_{D0}}{-E+U_{1k}-U_{D0}}=\frac{R_{rk}}{R'_k}, \tag{2.56}$$

reprezentînd relația distribuirii tensiunii pe divizorul R_{rk}—R'_k în momentul deschiderii diodei D_k, cînd la intrare și la ieșire apar tensiunile U_{1k}, U_{ek} ;

— pentru cazul cînd tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1

$$\frac{R_{rechk}}{R_1}=a_k \tag{2.57}$$

și

$$\frac{U_{ek}+U_{D0}}{-E-U_{D0}}=\frac{R_{rk}}{R'_k}. \tag{2.58}$$

În relațiile de mai sus, tensiunile U_{1k}, U_{ek} și E se introduc cu semnul lor, iar U_{D0} se introduce cu semnul plus cînd diodele au sensul din fig. 2.33 sau cu minus în caz contrar. Tensiunea U_{D0} se ia de 0,1 V pentru diode cu contact punctiform de germaniu și 0,45 V pentru diode de siliciu. Pantele a_k se determină pe segmentul ce începe în punctul k prin raportul $\Delta u_e/\Delta u_1$, considerînd variațiile celor două tensiuni între capetele segmentului.

Rezistențele R_1, R_2 (în particular se poate lua $R_2=R_1$) se adoptă de valori 5 ... 10 kΩ pentru a rămîne mici față de rezistența de intrare a amplificatorului integrat. Dacă se alege o valoare mai mică este posibil să rezulte rezistențele R_{rk} și R_k dintr-o ramură prea mici, care ar încărca puternic ieșirea amplificatorului [14] și ar conduce la erori din cauza neglijării rezistenței dinamice a diodei D_k.

Rezistența R_3 de la intrarea neinversoare se dimensionează din condiția ca să se minimizeze erorile datorate decalajului inițial și derivei de curent [14]. Dacă tensiunile U_1 și U_2 au valori de ordinul volților, iar valorile pantelor a_k nu depășesc cîteva zeci, echilibrarea amplificatorului integrat nu este în general necesară.

Tensiunea de deplasare U_2 se determină cu una din relațiile :

$$U_2=\Delta U_1\left(1+\frac{R_2}{R_{r0}}\right) \quad \text{sau } U_2=-\Delta U_1\frac{R_2}{R_1}, \tag{2.59}$$

după cum tensiunea U_1 este aplicată la intrarea neinversoare sau inversoare a amplificatorului.

Pentru realizarea tensiunii fixe U_2 și a rezistenței R_2 se poate utiliza un divizor de tensiune conectat la una din cele două surse de polarități diferite disponibile (de alimentare a integratului). O astfel de soluție a fost deja prezentată în paragraful 2.1.

În fig. 2.35 se prezintă o aplicație concretă a transformatorului funcțional cu un singur amplificator operațional. Este vorba de un circuit care realizează transformarea unei tensiuni alternative triunghiulare simetrice cu amplitudinea de 1 V într-o tensiune alternativă aproximativ sinusoidală, cu amplitudinea de 5 V. Caracteristica de transfer a circuitului are forma din fig. 2.32, *b* și este aproximată prin 4 segmente în fiecare cadran (fig. 2.36). Ea se obține prin eliminarea variabilei timp din funcțiile de ieșire și de intrare într-un sfert din perioadă. Întrucît tensiunea de intrare este liniar variabilă în timp, rezultă o legătură între tensiunile u_e și u_i, care este o porțiune dintr-o sinusoidă. Aceasta se aproximează prin segmente cu o eroare relativă maximă de cca 1%. Tensiunea de ieșire prezintă un factor de distorsiuni apropiat de 1%, iar principala ei componentă armonică are frecvența de cca 16 ori mai mare. În cazul cînd, într-o aplicație concretă, frecvența tensiunii de intrare este aproximativ constantă, se poate îmbunătăți forma tensiunii „sinusoidale" prin utilizarea unui filtru activ trece-jos avînd frecvența de tăiere de cîteva ori mai mare decît aceea a semnalului fundamental.

În aplicația considerată, avînd o caracteristică de transfer ce trece prin originea sistemului de coordonate, unde are panta maximă, rezultă o tensiune de deplasare $U_2=0$. Echilibrarea inițială a amplificatorului cu intrarea la masă este simplă, deoarece pentru $U_e=0$ nici o diodă nu conduce și nu aplică tensiune la intrare.

Folosind pentru tensiunea U_1 intrarea inversoare se obține o tensiune de ieșire cu fază opusă, ceea ce nu constituie însă un dezavantaj.

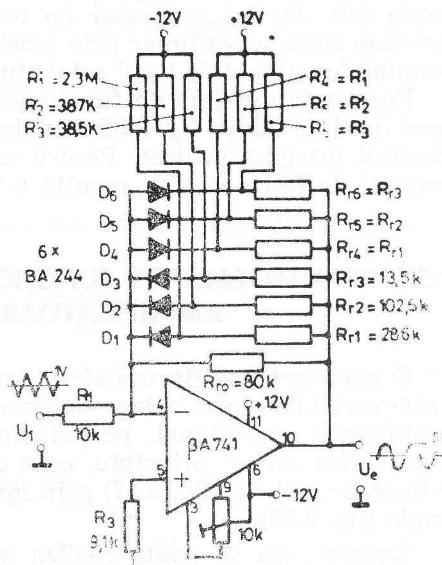


Fig. 2.35. Transformator funcțional utilizat la generarea unui semnal sinusoidal din semnal triunghiular.

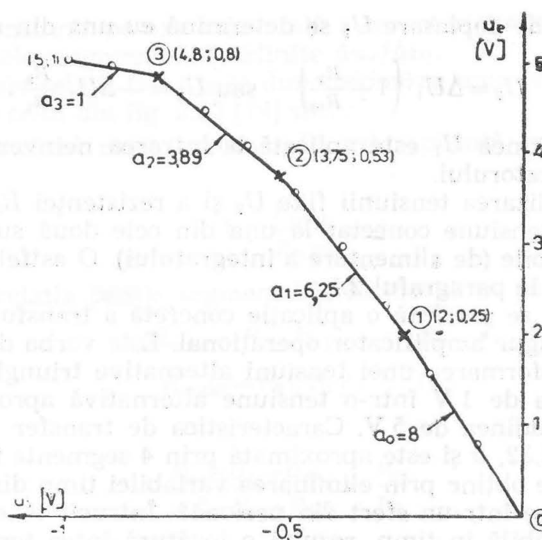


Fig. 2.36. Caracteristica de transfer în cadranul II pentru circuitul din fig. 2.35.

În aplicațiile în care este necesară modificarea frecvenței unei tensiuni aproximativ sinusoidale printr-o tensiune continuă se poate realiza simplu [23, 22] un generator de tensiune triunghiulară simetrică, avînd frecvența comandată liniar prin tensiune care apoi se combină cu un transformator funcțional de tipul celui studiat aici.

Frecvența maximă de funcționare corectă a unui transformator funcțional de tipul dat în fig. 2.35 este limitată de viteza de urmărire a amplificatorului integrat utilizat. Pentru amplificator βA741 și o amplitudine a tensiunii de ieșire de 5 V rezultă o frecvență maximă de cca 25 kHz [14].

2.5.2. TRANSFORMATOR FUNCȚIONAL ACORDABIL CU MAI MULTE AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

O caracteristică de transfer aproximată prin segmente de dreaptă cu pantă variabilă după o lege oarecare nu poate fi realizată cu un singur amplificator operațional, pe principiul utilizat anterior. În acest caz se poate aplica un alt principiu, care constă în realizarea unei caracteristici de transfer globale (fig. 2.37) prin însumarea unor caracteristici de transfer simple (fig. 2.38).

Desigur, nu se poate realiza astfel o caracteristică globală ce prezintă două valori ale tensiunii de ieșire u_e pentru o valoare a tensiunii de intrare u_i.

O caracteristică de transfer simplă, de forma dată în fig. 2.38, se poate obține cu rețeaua de rezistențe și diodă din fig. 2.39. Punctul de

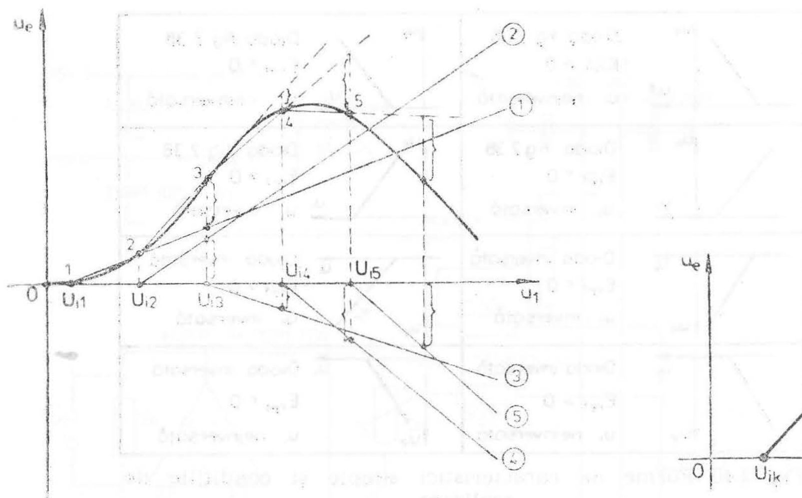


Fig. 2.37. Descompunerea unei caracteristici de transfer globale în caracteristici simple.

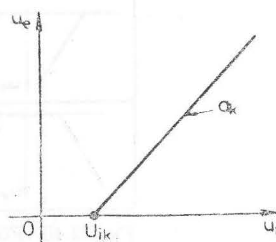


Fig. 2.38. Caracteristică de transfer simplă („segment") realizabilă cu circuitul din fig. 2.39.

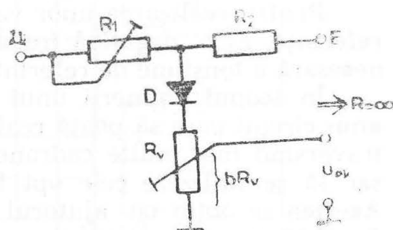


Fig. 2.39. Rețea cu rezistențe și diodă pentru generarea unei caracteristici simple.

frîngere al caracteristicii se determină pentru situația cînd dioda se deschide, dar are încă un curent neglijabil

$$U_{ik} = -\frac{R_1}{R_2} E_{ref} + U_{D0} \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \tag{2.60}$$

și se poate ajusta prin intermediul rezistenței R_1 între aproximativ 0 și $-E_{ref}$.

Panta dreptei din fig. 2.38 este

$$a_k = \frac{\Delta u_e}{\Delta u_i} = \frac{b(R_v \parallel R_2)}{R_1 + (R_v \parallel R_2)}, \tag{2.61}$$

și se poate ajusta prin intermediul coeficientului b (deci prin potențiometrul R_v) între 0 și valoarea maximă (pentru $b=1$)

$$a_{k\,max} \frac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_v \parallel R_2}}. \tag{2.62}$$

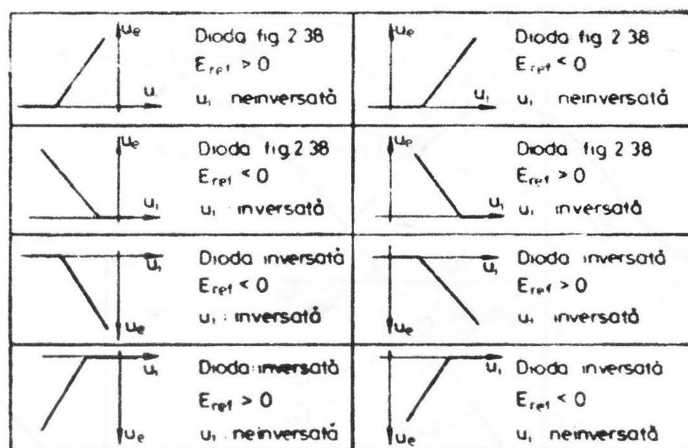


Fig. 2.40. Forme de caracteristici simple și condițiile de realizare.

Aceasta poate fi făcută 1 pentru $R_1=0$. Tensiunile u^{i} și u^{e} se pot scala astfel încît să fie suficientă această pantă maximă (u_i și u^e se pot amplifica în mod corespunzător).

Pentru realizarea unor valori U_{ik} pozitive este necesară o tensiune de referință, E_{ref}, negativă (relația 2.60), iar pentru valori U_{ik} negative este necesară o tensiune de referință E_{ref} pozitivă.

În scopul obținerii unui transformator funcțional universal, adică a unui circuit care să poată realiza orice formă de caracteristică de transfer, traversînd mai multe cadrane (chiar și toate patru cadranele), este necesar să se utilizeze cele opt forme de caracteristici simple din fig. 2.40. Acestea se obțin cu ajutorul unor circuite simple, de tipul celui din fig. 2.38, în care se stabilește sensul corespunzător al diodei, semnul tensiunii de referință E_{ref} și, după caz, se utilizează tensiunea de intrare direct sau inversată printr-un amplificator operațional.

În fig. 2.40 se observă unele reguli și anume :

— tensiunea de referință are totdeauna semn opus față de semnul tensiunii de intrare sau al tensiunii de intrare inversate — cînd aceasta se folosește la intrarea circuitului cu rezistențe și diodă,

— dacă diodele au sensul din fig. 2.38 se realizează caracteristici simple în cadranele I și II,

— pentru realizarea caracteristicilor din cadranele III și IV, sensul diodelor trebuie inversat față de cel din fig. 2.38,

— inversarea semnului tensiunii de referință duce la deplasarea caracteristicilor pe orizontală, dintr-un cadran în altul.

La realizarea unui transformator funcțional universal trebuie ținut cont de faptul că este posibil ca o caracteristică de transfer globală să se descompună în diagrame simple, care se obțin, toate, fie numai cu tensiune de intrare neinversată, fie numai cu tensiune de intrare inversată. Acest fapt a fost luat în considerare la alcătuirea schemei din fig. 2.41,

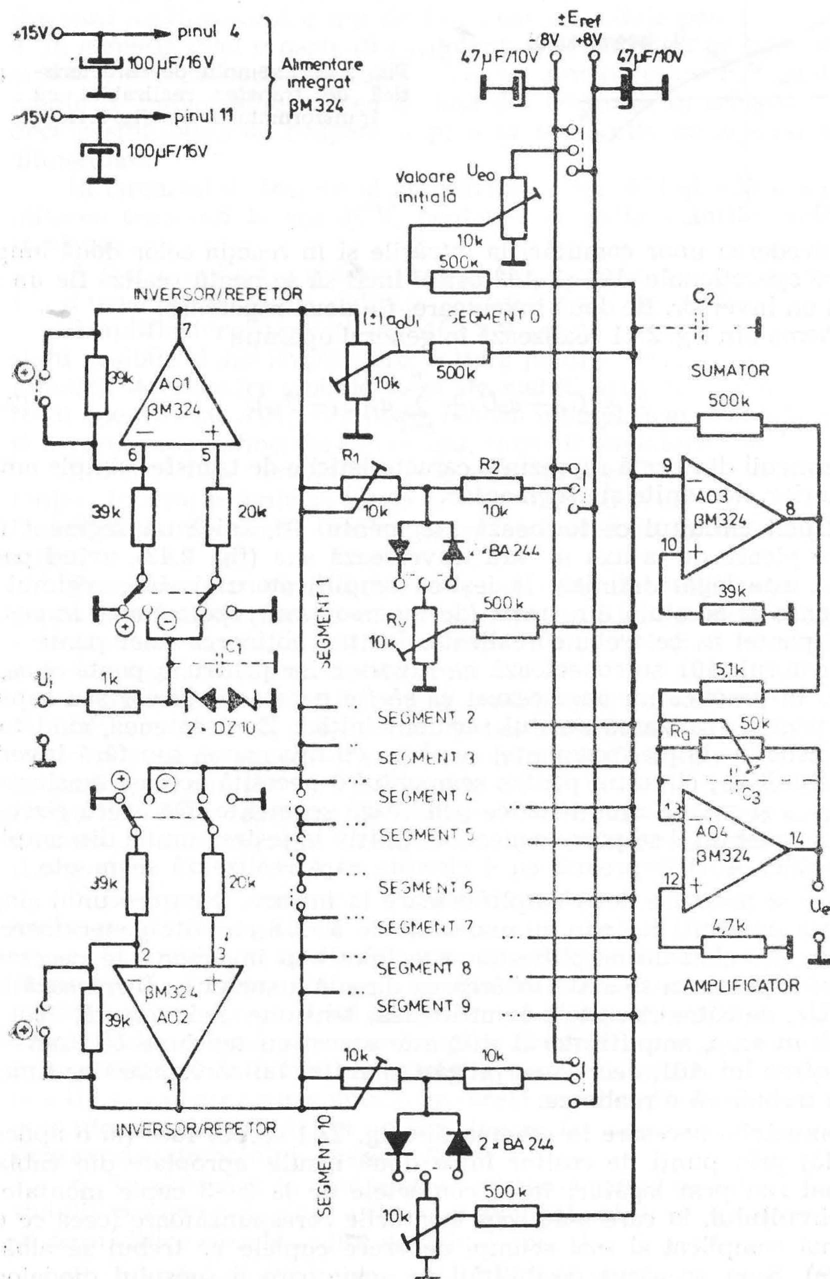


Fig. 2.41. Transformator funcțional universal ajustabil.

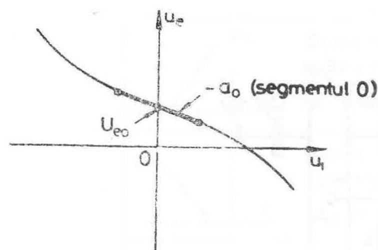


Fig. 2.42. Exemplu de caracteristică de transfer realizabilă cu transformatorul din fig. 2.41.

prin prevederea unor comutări la intrările și în reacția celor două amplificatoare operaționale *A01* și *A02* astfel încît să se poată realiza fie un repetor și un inversor, fie două inversoare, fie două repetoare.

Schema din fig. 2.41 realizează în general operația

$$U_e = U_{e0} + a_0 U_i + \sum_{k=1}^{n} a_k (U_i - U_{ik}), \qquad (2.63)$$

unde termenii din sumă reprezintă caracteristicile de transfer simple amintite anterior, denumite și „segmente".

Întrucît circuitul ce formează „segmentul 0", adică un segment inițial care pleacă de la axa u_i sau traversează axa (fig. 2.42), avînd panta $+(-)a_0$, este legat definitiv la ieșirea amplificatorului *A*01, regimul de funcționare al acestuia din urmă (de inversor sau repetor) este impus de semnul pantei a_0 ce trebuie realizată. Pentru obținerea unei pante $-a_0$, amplificatorul *A*01 se conectează ca inversor iar pentru o pantă $+a_0$, ca repetor. În practică nu apar cazuri ca să fie necesar inversor sau repetor numai pentru realizarea acestui segment inițial. De asemenea, cînd toate caracteristicile simple (segmente) se obțin cu inversarea sau fără inversarea tensiunii u_i, circuitul pentru segmentul 0 necesită aceeași tensiune de intrare, ca și restul circuitelor ce genereazǎ segmente. De aceea circuitul pentru segmentul 0 se poate conecta definitiv la ieșirea unuia din amplificatoare (aici *A*01) împreună cu 4 circuite care realizează segmente.

Au fost necesare două amplificatoare la intrare, deoarece unul singur ar fi prea puternic încărcat cu mai mult de 5...6 circuite generatoare de segmente, iar cînd un amplificator este folosit ca inversor este necesar și un repetor pentru a se evita încărcarea directă a sursei ce furnizează tensiunea U_i, de către circuitele ce utilizează tensiune neinversată. Tot în acest ultim scop, amplificatorul *A*02 este atacat cu tensiune U_{ti} sau $-U$ de la ieșirea lui *A*01, deci se va pregăti circuitul lui corespunzător funcției pe care trebuie să o realizeze.

Comutările necesare în schema din fig. 2.41 se pot face (la o aplicație concretă) prin punți de cositor între două insule apropiate din cablajul imprimat sau prin legături între contactele de la 2—3 cuple montate pe placa circuitului, la care s-au scos legăturile corespunzătoare (ceea ce este mult mai complicat și mai scump, deoarece cuplele ar trebui să aibă 81 contacte). S-au prevăzut posibilități de schimbare a sensului diodelor, a semnului tensiunii de referință (adoptată aici de 8 V) și de conectare a 4, 5

sau 6 circuite generatoare de segmente pe o ieșire de la $A01$ sau $A02$. În cazul cînd ambele amplificatoare au aceeași funcție, se va lăsa totuși deschisă legătura dintre ieșirile lor, între circuitele pentru segmentele 5 și 6. În general, cînd o parte din segmente se realizează pe baza tensiunii U_i și altă parte pe baza tensiunii $-U_i$, nu sînt necesare mai mult de 6 segmente ce impun alimentarea cu una din tensiuni. În schemă s-a prevăzut deci posibilitatea de grupare a pînă la 6 circuite cu aceeași tensiune de alimentare.

În circuitul de intrare al amplificatoarelor $A01$ și $A02$ s-a prevăzut limitarea tensiunii la cca 10 V, pentru a se evita valorile accidentale periculoase.

A fost prevăzut un potențiometru care stabilește „valoarea inițială" U_{e0} a tensiunii de ieșire, definită pentru $U_i = 0$ (fig. 2.42).

Amplificatorul operațional $A03$ are rol de sumator pentru cele 12 tensiuni posibile și are amplificare unitară pentru fiecare. Dimensiunea caracteristicii de transfer globale se poate stabili apoi cu ajutorul amplificatorului operațional $A04$, care poate realiza o amplificare pînă la 10, $A04$ face și inversarea suplimentară necesară, întrucît sumatorul este și el inversor.

Întrucît toate tensiunile ce se aduc la sumator sînt ajustabile, rezistențele fixe nu trebuie să fie de precizie mai bună de $\pm 5\%$. Este indicat ca în aplicații importante, rezistențele semivariabile să fie cu peliculă metalică.

Procedura pentru „acordarea" transformatorului funcțional universal propus, pentru o aplicație concretă (după ce a fost stabilit modul de utilizare și alimentare al amplificatoarelor $A01$ și $A02$ și al circuitelor generatoare de segmente), este următoarea.

a. Se stabilește $U_i = 0$, potențiometrul pentru valoare inițială se pune în poziția cu $U_{e0} = 0$, potențiometrul pentru segmentul 0 se pune cu cursorul în poziția de jos ($a_0 = 0$), potențiometrele R_v se pun toate cu cursorul în partea de sus ($b = 1$), rezistențele R_1 se introduc complet (pentru ca frîngerile să fie depărtate de originea sistemului de coordonate), iar din rezistența R_a ce impune amplificarea se introduc cca 5 kΩ (pentru amplificare 1).

b. Se începe acordarea cu stabilirea valorii U_{e0} necesară (cînd caracteristica de transfer globală nu intersectează axa u_e, $U_{e0} = 0$).

c. Se stabilește apoi panta cerută a segmentului 0, cu potențiometrul pentru $a_0 U_i$ (presupunînd că funcția lui $A01$ a fost stabilită pentru a obține semnul corect al lui a_0). Ultimul reglaj se face dînd mai întîi lui U valoarea din primul punct de frîngere al caracteristicii globale (plecînd de la segmentul 0 într-una din direcții), apoi ajustînd pe a_0 pînă ce tensiunea U_e ia valoarea corespunzătoare acestui punct. Dacă s-a ajuns la capătul potențiometrului și nu s-a atins valoarea U_e necesară, se mărește amplificarea operaționalului $A04$ din R_a.

d. Se ajustează în continuare rezistența semivariabilă R_1 din circuitul stabilit pentru generarea primului segment, pînă ce tensiunea U_e începe să se modifice (foarte puțin) dovedind apariția frîngerii.

e. Se stabilește la intrare valoarea tensiunii U_i corespunzătoare celei de a doua frîngeri și se ajustează potențiometrul R_v, din același circuit de

generare a primului segment, pînă ce U_e ia valoarea din cel de al doilea punct de frîngere.

f. Se reiau punctele *d* și *e* pentru segmentul următor, și se repetă operațiile pînă la epuizarea segmentelor dintr-un cadran. Apoi se reia acordarea pentru segmente din partea opusă a segmentului 0.

Dacă la unul din segmente nu a putut fi realizată panta necesară cu un singur circuit generator de segment, se va mări amplificarea din R_a (reluîndu-se acordarea) sau se va mai utiliza încă un circuit în același scop.

Domeniul de tensiune de intrare este delimitat cu aproximație de $\pm E_{ref}$. Domeniul tensiunii de ieșire pentru o alimentare cu ±15 V a integratului este de cca ±13,5 V.

Condensatoarele C_1, C_2, C_3 se utilizează cînd tensiunea U_i este periodică și cu frecvență pînă la cîțiva kHz (pentru amplitudini mari ale tensiunii U_e). Rolul lor este acela de a realiza filtre trece-jos care să elimine zgomote sau componente armonice superioare ce apar din cauza aproximării caracteristicii de transfer prin segmente. În acest scop, condensatoarele se vor dimensiona corespunzător.

Semnul + notat în circuitele amplificatoarelor *A*01 și *A*02 arată conexiunile necesare pentru realizarea regimului de repetor. Semnul — arată conexiunile necesare pentru regimul de inversor.

Dacă se prelucrează o tensiune U_1 suficient de mare pentru ca decalajele inițiale ale amplificatoarelor integrate să nu conteze față de aceasta, transformatorul universal propus poate utiliza o singură capsulă de amplificator cuadruplu βM324.

Cele două perechi de surse de alimentare se pot realiza cu stabilizatoare integrate duale ROB 1468 (Capitolul 5), fiind necesari curenți de cel mult 10...20 mA.

2.6. SURSĂ DE CURENT BILATERALĂ COMANDATĂ CU TENSIUNE

Schema sursei de curent bilaterale cu amplificator operațional este bine cunoscută (fig. 2.43) [26, 15, 14]. Ea poate alimenta cu curent constant, de un sens sau alt sens, o sarcină care are punct de masă. Curentul este

$$I_s = (U_2 - U_1)\,\frac{A_u}{R_5}, \qquad (2.64)$$

unde s-a notat:

$$A_u = \frac{R_3}{R_1}, \qquad (2.65)$$

reprezentînd amplificarea de tensiune pentru intrarea inversoare. Prin semnul diferenței tensiunilor de la cele două intrări se impune sensul

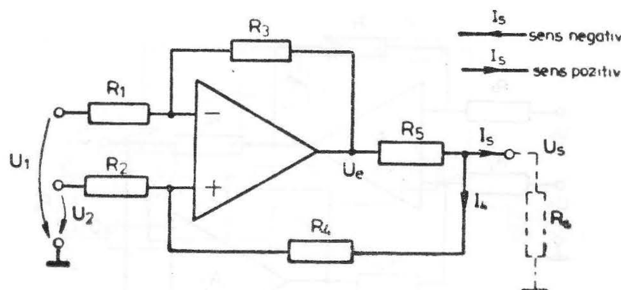


Fig. 2.43. Sursă de curent constant bilaterală.

curentului I_s. De obicei, sursa se foloseşte cu o singură tensiune de comandă.

Pentru ca circuitul să constituie o sursă de curent de calitate, pentru rezistenţe trebuie să fie îndeplinită „condiţia exactă" (folosită la dimensionare [14])

$$R_1(R_4+R_5)-R_2R_3=0. \quad (2.66)$$

În [14, 26] s-a arătat că rezistenţa de ieşire, principalul parametru al sursei de curent, depăşeşte o valoare minimă garantată

$$R_e \geqslant \left(\frac{R_5}{A_u}+R_4\|R_5\right)\frac{1}{4t}, \quad (2.67)$$

unde t reprezintă toleranţa rezistenţelor folosite în valori relative.

Prin impunerea, într-o aplicaţie, a limitelor gamei curentului şi a tensiunii de comandă, din relaţia (2.64) rezultă că raportul A_u/R_5 este fixat. Prin urmare, pentru creşterea rezistenţei de ieşire este necesar ca R_4, şi mai ales R_5 (care este totdeauna cea mai mică dintre acestea) să fie mai mari. Valoarea rezistenţei R_5 este limitată superior la

$$R_5 < \frac{U_{emax}-U_{smax}}{I_{smax}+I_4}, \quad (2.68)$$

unde tensiunile şi curenţii sînt definiţi în fig. 2.43, iar I_4 poate avea în unele cazuri şi semnul minus. Deoarece se utilizează o rezistenţă R_4 de valoare mare, acest curent rezultă însă redus.

Se poate obţine uşor pentru rezistenţa de ieşire a sursei de curent o valoare minimă de cîteva sute de kΩ, adoptînd rezistenţele circuitului numai pe baza toleranţei. Dacă acestea se selectează suficient de exact, se poate obţine o rezistenţă de ieşire de cîţiva MΩ. Pentru creşterea rezistenţei R_5, cînd în relaţia (2.68) curentul I_4 are semnul pozitiv, se poate utiliza un al doilea amplificator operaţional, conectat ca repetor în ramura cu R_4 (fig. 2.44). Astfel, $I_4=0$ şi prin R_5 trece doar curentul de sarcină.

Pentru acest circuit relaţia curentului rămîne aceeaşi (2.64), dar rezistenţa de ieşire minimă devine

$$R_e \geqslant \left(\frac{R_5}{A_u}+R_5\right)\frac{1}{4t}, \quad (2.69)$$

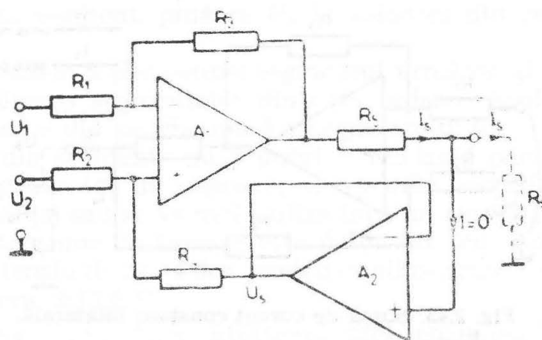


Fig. 2.44. Sursă de curent constant bilaterală cu performanțe îmbunătățite.

și crește cu puțin față de valoarea dată de relația (2.67). Deoarece în cazul circuitului din fig. 2.44 condiția ca acesta să fie o sursă de curent este mai simplă (nu include pe R_5)

$$R_1R_4 - R_2R_3 = 0, \qquad (2.70)$$

rezultă că numai 4 din cele 5 rezistențe trebuie să fie de precizie.

Pentru aducerea rezistenței de ieșire la valori foarte mari (> 10 MΩ) este necesară introducerea unei rezistențe semivariabile de 50 ... 100 Ω în ramura cu R_4 și ajustarea ei pe baza măsurării rezistenței de ieșire a circuitului [26]

Calculul unei surse de curent de tipul analizat se poate face pe baza relațiilor date mai sus, după adoptarea rezistențelor $R_1 = R_2$ de valoare cîteva zeci de kΩ (mult mai mică decît rezistența de intrare a amplificatorului integrat). Este necesar să se adopte amplificator integrat cu amplificare fără reacție de valoare cît mai mare (βA741, βM324, ROB101, ...) [14]

Pentru realizarea unui anumit domeniu de curent prin sarcină cînd tensiunea de comandă prezintă și ea un domeniu de variație, este în general necesară o a doua tensiune, fixă, rezultată din relația (2.64). Aceasta se poate asigura cu ajutorul unui divizor, așa cum s-a văzut în paragraful 2.1.

Sursele de curent bilaterale intervin în numeroase aplicații concrete [86, 78, 5] și reprezintă componente de bază ale sistemelor de prelucrare analogică a semnalelor.

2.7. OSCILATOR SINUSOIDAL RC

Dintre oscilatoarele sinusoidale de tip *RC*, cu amplificator operațional, cel mai răspîndit este oscilatorul cu circuit Wien și reglare de amplitudine cu tranzistor cu efect de cîmp cu joncțiune (TECJ) [14, 36, 8], prezentat în fig. 2.45 pentru frecvență de oscilație fixă.

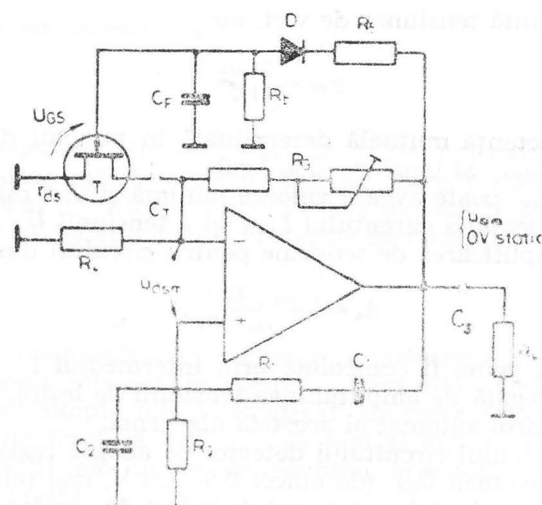


Fig. 2.45. Oscilator sinusoidal *RC* cu circuit Wien și reglare de amplitudine cu TECJ.

Tranzistorul de reglare a amplitudinii, aici cu canal *n*, este amplasat în paralel cu rezistența R_4 și intervine în amplificarea de tensiune prin rezistența lui dinamică r_{ds} [14]. Întrucît tensiunile statice de la ieșire și intrări sînt apropiate de zero, condensatoarele de separare C_5 și C_T nu sînt în general necesare. Ele intervin în cazul cînd sarcina sau circuitul de limitare prezintă componente continue (se utilizează uneori o rezistență între drenă și grilă la tranzistor, [36]). Circuitul detector de amplitudine, compus din dioda *D* și elementele R_b, C_F, are rolul de a furniza o tensiune U_{GS} apropiată ca formă de o tensiune continuă, proporțională cu amplitudinea u_{em} a tensiunii de ieșire.

Rezistența R_5 asigură evitarea încărcării puternice a ieșirii amplificatorului de către circuitul de detecție și trebuie să fie de cel puțin cîteva zeci de kohm. Rezistența de balast a detectorului, R_b, permite funcționarea normală a redresorului monoalternanță cu filtru capacitiv compus din dioda *D* și C_F și anume, preia componenta continuă a curentului redresat și realizează o cale de descărcare a condensatorului C_F pentru ca tensiunea pe acesta să poată urmări variațiile amplitudinii u_{em}.

Rezistența R_4 poate îndeplini și rolul de a reduce efectul dispersiei valorii rezistenței r_{ds} a tranzistoarelor TECJ [14], care ar impune ajustarea în domeniu mai larg (deci mai puțin fină) a rezistenței de reacție R_3. În acest caz

$$R_4 = (1 \ldots 2)\, r_{ds\,max}. \tag{2.71}$$

Rezistența dinamică r_{ds} a tranzistorului TECJ este

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{m0}} \cdot \frac{U_P}{U_P - U_{GS}}, \tag{2.72}$$

unde : U_P reprezintă tensiunea de vîrf, iar

$$g_{m0}=\frac{2I_{DSS}}{U_P}\qquad(2.73)$$

reprezintă conductanța mutuală determinată în punctul de curent de saturație maxim, I_{DSS}, și tensiune $U_{GS}=0$.

Rezistența r_{ds} poate avea o valoare minimă și una maximă din cauza dispersiei de fabricație a curentului I_{DSS} și a tensiunii U_P.

Deoarece amplificarea de tensiune pentru circuitul din fig. 2.45 este

$$A_u=1+\frac{R_3}{r_{ds}\parallel R_4},\qquad(2.74)$$

se constată că ea poate fi controlată prin intermediul lui r_{ds}, deci al lui U_{GS}, care este legată de amplitudinea tensiunii de ieșire. În acest mod se realizează un control automat al acesteia din urmă.

Înainte de calculul circuitului detector se adoptă rezistența R_5 (cîteva zeci de kΩ) și tensiunea U_{GS} (de obicei 0,5 ... 1 V, mai mică decît U_P desigur, [14]). Pentru calculul rezistenței de balast, R_b, se face apel la noțiuni de la circuitul redresor [15]. Astfel, se știe că dioda se deschide doar în intervalul 2θ, numit „unghi de conducție" (fig. 2.46, *a*). Cunoscînd datele diodei de detecție U_{D0} și r_d (tensiunea de deschidere și rezistența dinamică definite conform figurii 2.46, *b*), se calculează

$$\cos\theta=\frac{U_{GS}+U_{D0}}{u_{em}},\qquad(2.75)$$

și apoi unghiul θ în radiani și sin θ, cu ajutorul cărora rezultă curentul mediu redresat prin diodă

$$I_{r0}=\frac{u_{em}}{\pi(R_5+r_d)}(\sin\theta-\theta\cos\theta).\qquad(2.76)$$

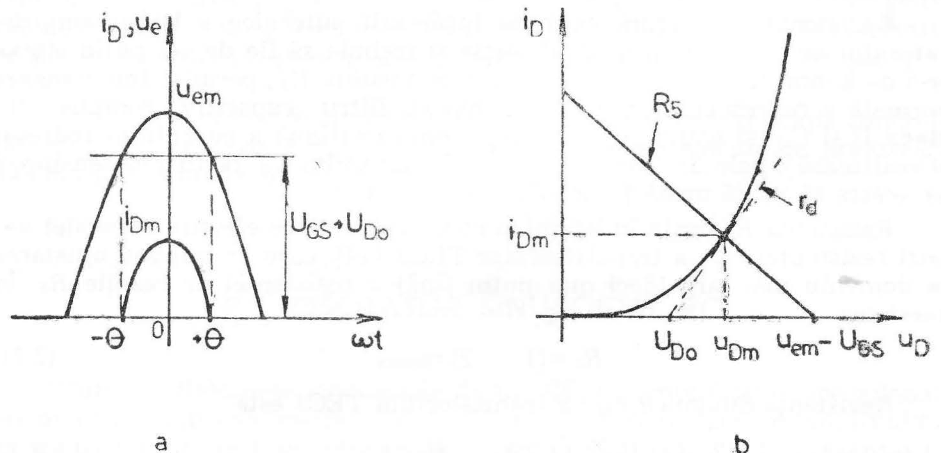


Fig. 2.46. Stabilirea regimului de funcționare al diodei de detecție

Rezistența de balast necesară este

$$R_b = \frac{U_{GS}}{I_{rs}}. \qquad (2.77)$$

Pentru ca pulsațiile tensiunii U_{GS} să fie cît mai reduse (ele conduc la distorsiuni neliniare mărite ale tensiunii de ieșire a oscilatorului) se impune condensatorul de filtraj C_F astfel încît constanta de timp a circuitului de descărcare să îndeplinească o condiție de forma

$$C_F R_b \gg \frac{T}{2}, \qquad (2.78)$$

cu perioada T corespunzătoare frecvenței inferioare a gamei oscilatorului în cazul cînd acesta este realizat pentru frecvență variabilă. Produsul $C_F R_b$ nu se poate adopta totuși exagerat de mare față de $T/2$, deoarece atunci circuitul de limitare devine prea lent și întîrzie reglarea tensiunii u_{es} la unele variații mai rapide (de exemplu, la modificarea rezistenței de sarcină a oscilatorului).

La determinarea componentelor circuitului Wien [8, 14, 36] se vor utiliza : condiția de amplitudine a oscilatorului

$$1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = A_u \qquad (2.79)$$

și condiția de fază, scrisă în forma :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \qquad (2.80)$$

reprezentînd frecvența de oscilație. În cazul unui oscilator cu modificarea frecvenței într-o anumită gamă prin intermediul unui potențiometru tandem (fig. 2.47) se utilizează, la dimensionarea circuitului Wien, condițiile [14] :

$$f_{0min} = \frac{1}{2\pi(R' + R'')\sqrt{C_1 C_2}}; \quad f_{0max} = \frac{1}{2\pi R'\sqrt{C_1 C_2}}. \qquad (2.81)$$

În cazul cînd se dorește modificarea cuasiliniară a frecvenței în funcție de unghiul de rotație al axului potențiometrului tandem, este necesar să se folosească potențiometru logaritmic și să se conecteze la punctul comun al cursoarelor, capetele la care apare variația mai rapidă a rezistențelor variabile.

Folosind amplificatoare integrate obișnuite (de exemplu ROB101), pentru semnale de ieșire cu amplitudinea de ordinul 1,5 ... 2 V (necesară din cauza căderilor pe circuitul detector) se poate realiza o frecvență de oscilație maximă de cca 250 kHz (pe o rezistență de sarcină totală $R_s \geqslant 10\,\text{k}\Omega$, [14]). Este posibilă creșterea frecvenței spre 1 MHz prin reducerea amplitudinii tensiunii de ieșire, dar atunci, înainte de detecție, aceasta

Fig. 2.47. Circuit Wien cu potențiometru tandem pentru modificarea frecvenței.

Fig. 2.48. Oscilator sinusoidal de 670—5 500 Hz.

trebuie amplificată cu un tranzistor sau un al doilea circuit integrat. Pentru realizarea unor frecvențe peste 1 MHz este necesar să se folosească amplificatoare integrate de bandă largă (paragraful 2.1).

În [36] se prezintă schema concretă a unui oscilator *RC* de tip Wien mai complicat, cu reglaj automat al amplificării folosind un TECJ și un regulator cu amplificator operațional. Se asigură astfel un nivel redus al distorsiunilor semnalului generat.

În fig. 2.48 se prezintă o schemă concretă de oscilator *RC* cu circuit Wien, cu amplificator operațional, care asigură la ieșire o amplitudine de 1,5 V. Gama de frecvență realizată este de 670 Hz ... 5 500 Hz. Semnalul prezintă un factor de distorsiuni neliniare mai mic decît 2% iar în gama de frecvență dată, amplitudinea variază cu mai puțin de 2%.

2.8. OSCILATOARE SINUSOIDALE *RC* ÎN CUADRATURĂ

În literatura de specialitate [4, 8] se prezintă teoria generală idealizată a oscilatoarelor sinusoidale *RC* care furnizează simultan la ieșire semnale în cuadratură ($U_m \sin\omega t$, $U_m \cos\omega t$). Două circuite de bază s-au impus în aplicațiile practice. Schema de principiu [8] a oscilatorului în care amplificatoarele operaționale AO_1, AO_2 sînt utilizate ca circuite integratoare (fig. 2.49) este mai rar utilizată în practică, din cauza distorsiunilor neliniare mari, introduse de circuitul de limitare realizat cu diode polarizate.

O creștere a performanțelor montajului prezentat în fig. 2.49 se obține [4] prin înlocuirea celui de-al doilea integrator cu un filtru activ trece-jos, realizat cu amplificatorul operațional AO_2 (fig. 2.50).

Filtrul activ atenuează suplimentar față de integrator armonicile tensiunii, a cărei fundamentală este frecvența de oscilație (dacă se asigură în regiunea de tăiere o pantă mai mare de −20 dB/dec) și introduce un defazaj dependent de frecvență, ceea ce contribuie la o mai bună stabi-

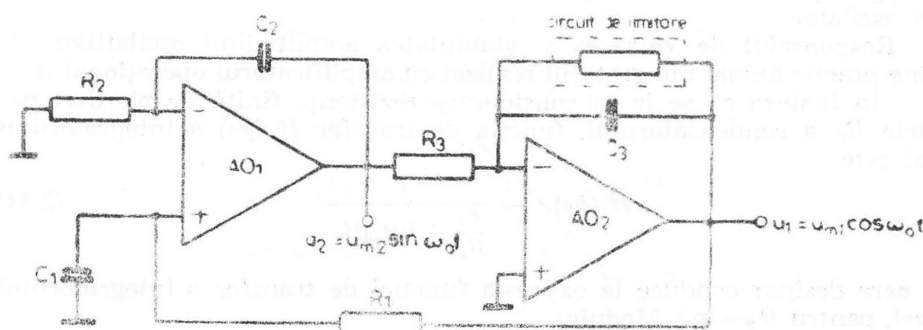


Fig. 2.49. Oscilator în cuadratură cu integratoare.

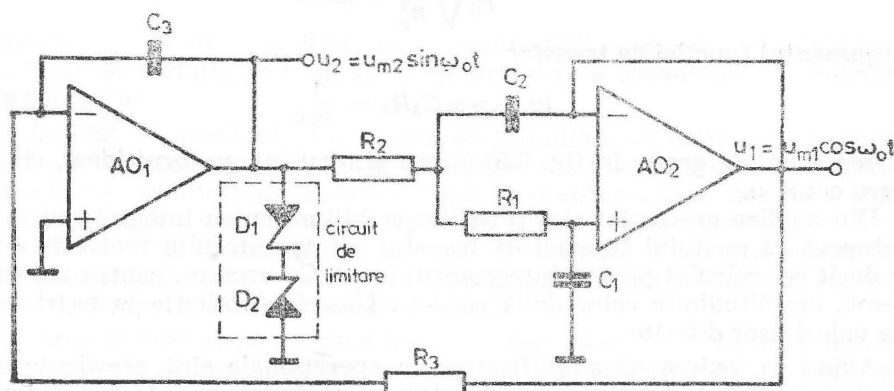


Fig. 2.50. Oscilator în cuadratură cu integrator și filtru activ trece-jos.

litate a frecvenței oscilațiilor. Întrucît majoritatea oscilatoarelor în cuadratură de precizie utilizează ca referință schema de principiu prezentată în fig. 2.50, în continuare, toate considerațiile de precizie și stabilitate se referă la acest circuit.

Filtrul activ realizat cu amplificatorul operațional AO_2 are o caracteristică de transfer $H_f(j\omega)$ de tipul Butterworth de ordinul doi [60]

$$H_f(j\omega)=\frac{1}{-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2+j\sqrt{2}\,\frac{\omega}{\omega_0}+1}, \tag{2.82}$$

unde

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \tag{2.83}$$

reprezintă pulsația de rezonanță.

Acest tip de filtru asigură o caracteristică de transfer cu modulul maxim plat în banda de trecere și care scade rapid (—40 dB/dec) în afara ei. Ca urmare filtrul nu participă la determinarea amplitudinii oscilațiilor, ci asigură doar, prin caracteristica de fază, selectivitatea reacției pozitive din oscilator.

Responsabil de valoarea și stabilitatea amplitudinii oscilațiilor rămîne practic numai integratorul realizat cu amplificatorul operațional AO_1.

În ipoteza că se ia în considerare rezistența finită de pierderi paralele R_p a condensatorului, funcția de transfer $H_I(j\omega)$ a integratorului real este

$$H_I(j\omega)=-\frac{1}{\frac{R_3}{R_p}+j\omega C_3R_3} \tag{2.84}$$

(și care desigur conduce la expresia funcției de transfer a integratorului ideal, pentru $R_p\to\infty$). Modulul

$$|H_I(j\omega)|=\frac{1}{R_3\sqrt{\frac{1}{R_p^2}+(\omega C_3)^2}} \tag{2.85}$$

și argumentul funcției de transfer

$$\operatorname{tg}\varphi_I=\omega C_3R_p=\frac{1}{\operatorname{tg}\delta} \tag{2.86}$$

sînt reprezentate grafic în fig. 2.51 *a*, atît pentru integratorul ideal, cît și pentru cel real.

Din analiza graficului și a relațiilor stabilite pentru integratorul real se observă că modulul funcției de transfer a integratorului real este mai mic decît cel calculat pentru integratorul ideal. Ca urmare, pentru această schemă, amplitudinile celor două oscilații U_{m1}, U_{m2} obținute la ieșiri vor avea valori ușor diferite.

Avînd în vedere că amplificatoarele operaționale sînt prevăzute cu rejecție a variației surselor de alimentare și că funcționează cu o reacție negativă puternică, stabilitatea amplitudinii oscilației va fi dictată, în

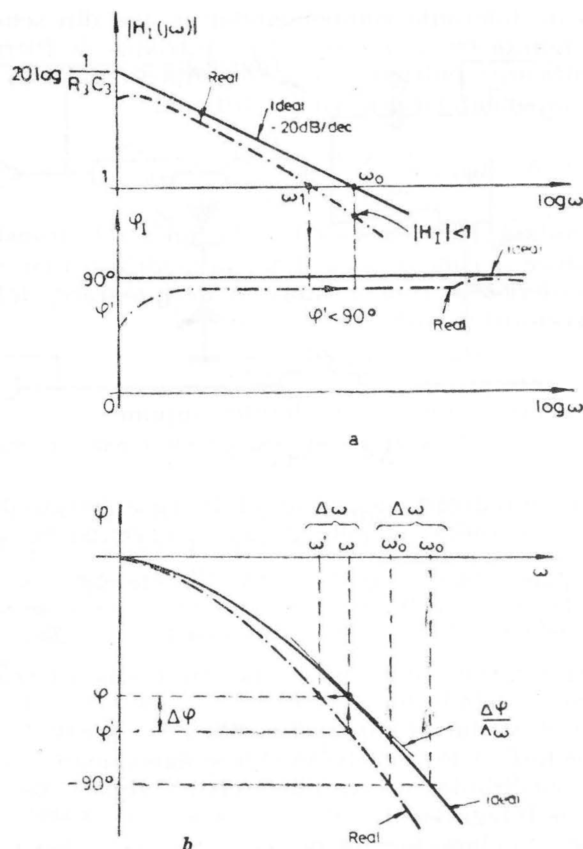


Fig. 2.51. Caracteristicile de transfer și de fază ale integratorului și caracteristica fază-frecvență a oscilatorului.

principal, de circuitul de limitare a amplitudinii, realizat cu diodele zener D_1, D_2 și de variația în timp și cu temperatura a parametrilor componentelor utilizate.

În [69] se arată că stabilitatea amplitudinii oscilațiilor este dependentă de toleranța și coeficienții de temperatură ai componentelor pasive din schema oscilatorului. Există desigur posibilitatea teoretică de a obține la o anumită frecvență, într-un domeniu limitat de temperatură, o variație relativă nulă a modulului funcției de transfer a integratorului real, dacă se sortează atent componentele (în rapoarte bine stabilite și cu coeficienți de temperatură convenabil adoptați).

Întrucît frecvența de oscilație este dependentă de variația totală a fazei, precizia și stabilitatea frecvenței de oscilație trebuie analizate împreună, considerînd caracteristica fază-frecvență a oscilatorului. Se poate arăta [69] că, într-o primă aproximație, precizia frecvenței de oscilație

este dependentă de toleranța componentelor pasive din schema filtrului. Dar, pentru o anumită frecvență, defazajul introdus de filtru φ. este dependent de modificarea pulsației de rezonanță ω_0 datorită variației cu temperatura a componentelor din schema filtrului

$$\Delta\varphi_F = -\frac{\sqrt{2}\omega(\omega^2+\omega_0^2)}{\omega^4+\omega_0^2}\Delta\omega_{F0} \qquad (2.87)$$

O analiză similară, făcută pornind de la funcția de transfer a integratorului real, conduce la concluzia că, datorită modificării cu temperatura a unghiului de pierderi δ al condensatorului de integrare, defazajul total introdus de integratorul φ_I suferă o variație

$$\Delta\varphi_I = -\Delta\delta. \qquad (2.88)$$

Condiția de fază pentru generarea oscilațiilor impune

$$\Delta\varphi_I + \Delta\varphi_F = 0. \qquad (2.89)$$

După înlocuiri și simplificări, se obține relația care descrie dependența de temperatură și de toleranța componentelor a frecvenței de oscilație

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = -\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta C_1}{C_1} + \frac{\Delta C_2}{C_2}\right) - \frac{\omega^4+\omega_0^4}{\sqrt{2}\omega\cdot\omega_0(\omega^2+\omega_0^2)}\cdot\Delta\delta. \qquad (2.90)$$

Aceste abateri sînt reprezentate grafic pe caracteristica reală fază-frecvență a oscilatorului, dată în fig. 2.51, *b*.

Graficul indică modul în care se modifică frecvența de oscilație față de valoarea proiectată, datorită toleranțelor și dependenței de temperatură a componentelor electronice pasive din schema oscilatorului. Întrucît defazajul introdus de integratorul real este mai mic decît 90° și depinde puternic de calitatea condensatorului de integrare, oscilatoarele în cuadratură realizate după această schemă nu vor oscila pe frecvența impusă, ci la o frecvență puțin mai mică.

Din analiza relațiilor stabilite și a graficelor prezentate în fig. 2.51, *a* și fig. 2.51, *b* se desprind următoarele recomandări practice, care trebuie luate în considerație la proiectarea oscilatoarelor în cuadratură realizate după schema din fig. 2.50 :

— pentru o pornire sigură sau pentru evitarea întreruperii oscilațiilor, datorită modificării temperaturii, apare necesitatea asigurării unei amplificări supraunitare pentru integrator, chiar cu riscul creșterii distorsiunilor de neliniaritate ;

— egalarea amplitudinii oscilațiilor furnizate la cele două ieșiri se poate realiza simplu, punînd o rezistență R_3 de valoare mai mică decît cea obținută prin proiectare (o rezistență fixă R_3' și un potențiometru semireglabil P, ca în fig. 2.52) ;

— stabilitatea amplitudinii oscilațiilor fiind determinată și de variația tensiunilor de deschidere a diodelor de limitare, pentru a evita imperecherea celor două diode D_1, D_2 este bine să se introducă suplimentar o rezistență $R_4 \gg r_d + r_z$, așa cum se arată în fig. 2.52. În acest fel se reduce

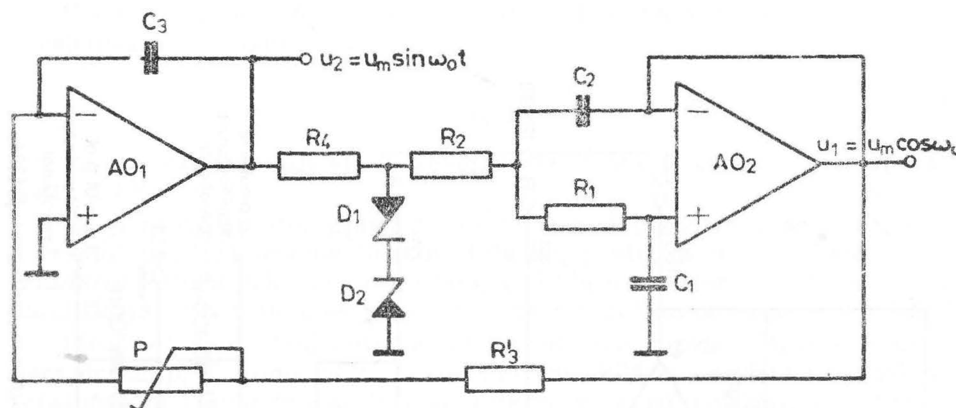


Fig. 2.52. Oscilator în cuadratură cu pornire sigură și distorsiuni neliniare scăzute.

distorsiunile de neliniaritate, întrucît semnalul $U_2 = U_m$ sin $\omega_0 t$ nu se mai culege direct de pe circuitul de limitare ;

— pentru a crește stabilitatea frecvenței de oscilație, se impune utilizarea unui condensator C_3 de calitate (multistrat, mică) și pentru integratorul AO_1 se recomandă utilizarea unui amplificator operațional de precizie (ROB308) ;

— Relația (2.90) indică posibilitatea compensării parțiale a efectelor produse de toleranța finită a componentelor pasive și de modificarea parametrilor electrici cu temperatura. Prin alegerea corespunzătoare a componentelor, se pot obține — într-un domeniu limitat de temperatură — oscilatoare de precizie cu o stabilitate ridicată a frecvenței de oscilație.

A fost realizat un oscilator în cuadratură după schema din fig. 2.52, care furnizează semnale sinusoidale și cosinusoidale cu amplitudinea 3,1 V cu frecvența $f_0 = 2\,560$ Hz. S-au utilizat amplificatoare operaționale de tip βA741J alimentate la tensiuni continue de ±12 V, rezistențe cu peliculă metalică ; $R_1 = R_2 = 82$ kΩ ± 1 % ; $R_3 = 62$ kΩ ± 1 % ; $R_4 = 330$ kΩ ± 1 % ; $P =$ = 25 kΩ/0,5 W ; condensatoare stiroflex $C_1 = C_3 = 510$ pF/63 V, $C_2 = 1,1$ nF/ /63 V și diode Zener $D_1 = D_2$ de tip DZ6V2Z.

Experimentînd oscilatorul în gama temperaturilor : 20—65 °C, fără o preselecție a componentelor utilizate, s-au obținut variații ale amplitudinii oscilațiilor mai reduse decît 2,4% și distorsiuni neliniare mai mici decît 1,2%. Variațiile frecvenței de oscilație au fost mai mici decît 2,8%, iar stabilitatea de lungă durată mai bună de 0,8%.

În fig. 2.53 se prezintă schema electrică de principiu a unui oscilator RC sinusoidal în domeniul frecvențelor audio, cu distorsiuni de neliniaritate foarte scăzute. Oscilatorul în cuadratură propriu-zis este realizat cu amplificatoarele operaționale AO_1, AO_2, iar integratorul realizat cu AO_3 asigură un defazaj suplimentar cu 90°. Reacția negativă este asigurată prin rezistența R_4, iar reacția pozitivă necesară menținerii oscilațiilor — prin rezistența R_6.

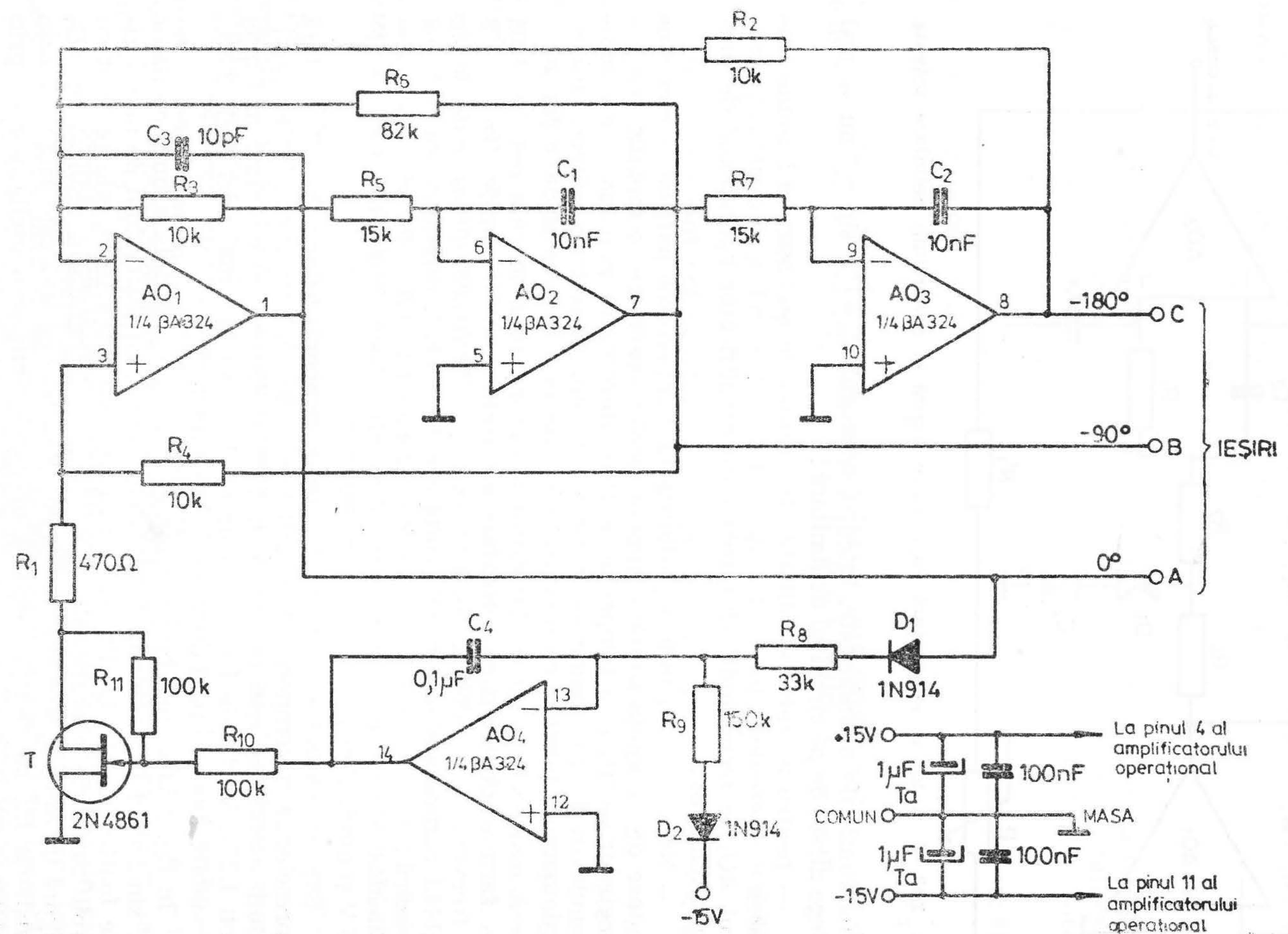


Fig. 2.53. Oscilator în cuadratură cu distorsiuni neliniare foarte mici, cu amplificator integrat βM324

Considerînd $R_5=R_7=R$ şi $C_1=C_2=C$, frecvenţa oscilaţiilor produse se calculează cu relaţia

$$f_0=\frac{1}{2\pi RC}. \tag{2.91}$$

Pentru valorile indicate pe schemă, frecvenţa de oscilaţie este aproximativ 1 kHz.

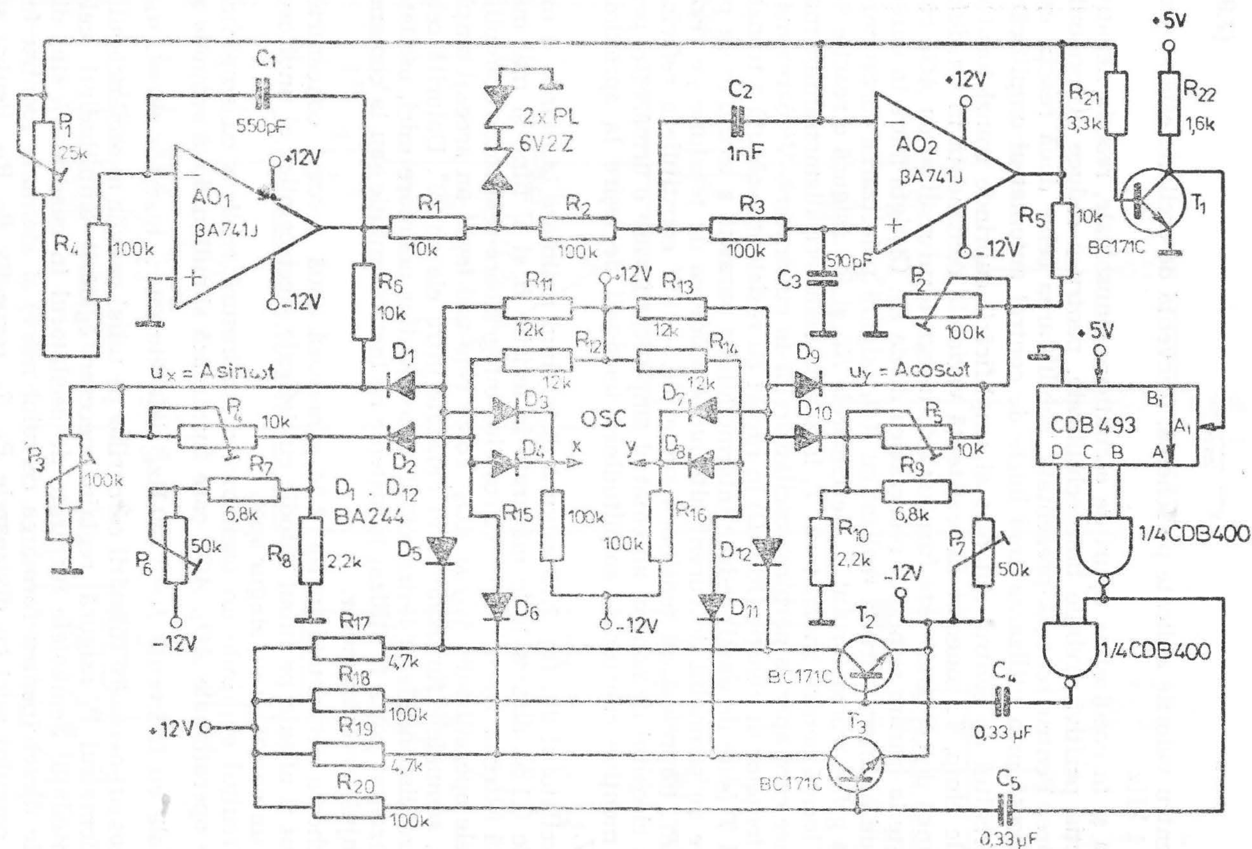
Ca şi în cazul altor tipuri de oscilatoare sinusoidale, reacţia negativă şi reacţia pozitivă trebuie bine echilibrate, pentru a reduce distorsiunile neliniare. Pentru schema prezentată, echilibrarea celor două reacţii este simplificată prin utilizarea unei bucle de control automat al amplificării.

Circuitul de control automat al amplificării cuprinde tranzistorul cu efect de cîmp, T, conectat ca rezistenţă variabilă comandată în tensiune. Tensiunea de comandă este furnizată de integratorul realizat cu AO_4, care primeşte la intrare semnalul redresat cu dioda D_1. Cîştigul mare în curent continuu al integratorului realizat cu AO_4 asigură polarizarea corespunzătoare a grilei tranzistorului T. Rezistoarele R_{10} şi R_{11} asigură o reacţie negativă locală pentru tranzistorul T, în scopul reducerii distorsiunilor mari neliniare care apar la pornirea oscilatoarelor în cuadratură. Valoarea mare a rezistenţelor de reacţie (100 kΩ) în raport cu rezistenţa scăzută a tranzistorului T (sute de ohmi) reduce intermodulaţia parazită a tensiunii de polarizare cu semnalul de curent alternativ. Căderea de tensiune pe rezistenţa R_9, împreună cu tensiunea sursei de —15 V constituie o referinţă pentru circuitul de control automat al amplificării, care o urmăreşte, pentru a menţine constantă amplitudinea tensiunii de ieşire la aproximativ 5 V.

Oscilatorul din fig. 2.53 asigură distorsiuni neliniare la ieşirea A mai mici de 0,1%, distorsiunile măsurate la ieşirile B şi C fiind şi mai mici datorită filtrelor trece jos şi a circuitelor integratoare realizate cu amplificatoarele operaţionale AO_2 şi AO_3. Toate cele trei ieşiri au aceeaşi amplitudine, semnalele furnizate fiind defazate între ele cu 90°. Datorită celor trei faze disponibile la ieşire, cît şi distorsiunilor neliniare mici, oscilatorul prezentat poate fi utilizat în sisteme de instrumentaţie sau la comanda şi reglajul servosistemelor.

Schema prezentată în fig. 2.54 generează două cercuri concentrice, care pot fi afişate pe tubul catodic cu deflexie electrostatică al unui osciloscop universal cu un singur spot.

Circuitul cuprinde un oscilator în cuadratură realizat cu amplificatoarele operaţionale AO_1, AO_2, care furnizează simultan două semnale sinusoidale cu frecvenţa $f_0=2\,560$ Hz, defazate cu $\frac{\pi}{2}$ ($u_x=U_m \sin \omega t$, $u_y=U_m \cos \omega t$) necesare formării cercurilor pe tubul catodic al osciloscopului. Potenţiometrul P_1 asigură reglajul necesar egalării amplitudinii celor două oscilaţii. Semnalele furnizate de oscilatorul în cuadratură sînt disponibile direct (pentru formarea cercului mare) şi atenuate (pentru formarea cercului mic) cu divizoarele P_4, R_8, respectiv P_5, R_{10}. Pentru afişarea pe tubul catodic al unui osciloscop cu un singur spot a imaginii



C1
550pF
P1
25k
R4
100k
AO1
βA741J
+12V
-12V
R1
10k
2x PL
6V2Z
R2
100k
C2
1nF
R3
100k
C3
510pF
AO2
βA741J
+12V
-12V
R5
10k
R21
3,3k
+5V
R22
1,6k
T1
BC171C
R6
10k
R11
12k
+12V
R13
12k
R12
12k
R14
12k
P2
100k
ux = Asinωt
uy = Acosωt
D1
D2
D3
D4
D7
D8
D9
D10
OSC
x
y
P3
100k
P4
10k
P5
10k
R7
6,8k
R9
6,8k
D1 . D12
BA244
R15
100k
R16
100k
R10
2,2k
P6
50k
R8
2,2k
D5
D6
D11
D12
-12V
P7
50k
+5V
CDB 493
1/4 CDB400
1/4 CDB400
T2
BC171C
T3
BC171C
R17
4,7k
R18
100k
R19
4,7k
R20
100k
+12V
C4
0,33 μF
C5
0,33 μF

formată din două cercuri concentrice, este necesară multiplexarea celor patru semnale (directe și atenuate) pe fiecare canal al osciloscopului cu o perioadă de repetiție mai mică decît intervalul de persistență a imaginii pe ecran și pe retina ochiului uman (0,1 s).

Multiplexorul analogic realizat cu diode de comutație are două canale independente: canalul care selectează semnalele sinusoidale directe sau atenuate, realizat cu diodele $D_1 \ldots D_6$ și canalul care selectează semnalele cosinusoidale directe sau atenuate realizat cu diodele $D_7 \ldots D_{12}$.

Semnalele prezentate la cele două intrări ale unui canal din multiplexor sînt conectate, pe rînd, la ieșirea canalului într-o succesiune prestabilită și la intervale de timp determinate de starea de conducție sau blocare a tranzistoarelor T_2, T_3. În scopul obținerii semnalelor de comandă pentru multiplexor, sincrone cu cele sinusoidale, se preia de la una din ieșirile oscilatorului în cuadratură un semnal sinusoidal, care este transformat cu ajutorul tranzistorului T_1 în impulsuri dreptunghiulare compatibile TTL. Acestea se aplică la intrarea divizorului de frecvență, realizat cu numărătorul CDB493. Ieșirile numărătorului activează circuitul de comandă al multiplexorului implementat cu porțile logice CDB400, care blochează secvențial tranzistoarele T_2, T_3, determinînd succesiunea și perioadele de timp în care se afișează cele două cercuri.

În acest mod, la cele două ieșiri ale multiplexorului analogic, conectate la intrările x și y ale osciloscopului, se obțin semnale repetitive care determină formarea celor două cercuri concentrice.

Potențiometrele P_2 și P_3 permit reglajul amplitudinii pe axele de coordonate ale celor două cercuri, iar potențiometrele P_6 și P_7 corectează așezarea cercului mic față de poziția cercului mare.

Generatorul de cercuri concentrice afișate pe tub catodic poate fi utilizat la realizarea unei aparaturi electronice de testare a personalului uman, în laboratoare de medicina muncii, laboratoare de psihologie sau medicină sportivă. Astfel, schema prezentată, dezvoltată cu afișarea simultană pe osciloscop și a unui punct mobil, determinat să execute mișcări coordonate în planul celor două cercuri, poate fi folosită în construcția unui aparat electronic pentru testarea capacităților psiho-motorii ale persoanelor ce deservesc utilaje cu comandă prin manete.

2.9. OSCILATOR *LC* ÎN PUNTE

În prezent există posibilitatea realizării oscilatoarelor *LC* cu amplificator operațional pînă la frecvențe de cîteva zeci de MHz. Ca urmare, a fost relansat oscilatorul *LC* în punte [20, 21, 14] al cărui principiu, cunoscut [1], a fost aplicat în circuite cu componente discrete. Acest tip de oscilator prezintă calități deosebite în legătură cu stabilitatea frecvenței și amplitudinii tensiunii de ieșire [1, 21] și este deosebit de simplu (fig. 2.55).

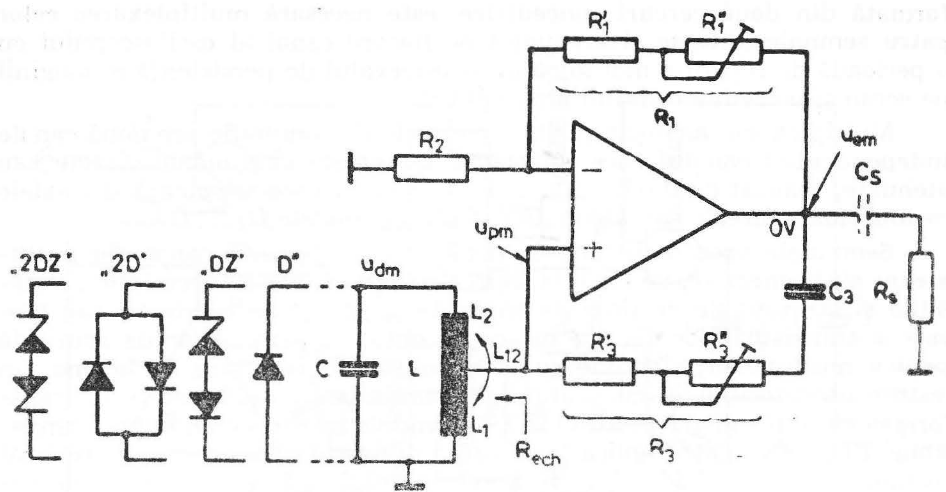


Fig. 2.55. Oscilator LC în punte cu limitare de amplitudine.

În circuit rezistențele R_1 și R_2 realizează reacția negativă ce impune amplificarea de tensiune. Deoarece circuitul oscilant derivație $L—C$ lucrează la o frecvență foarte apropiată de cea de rezonanță (presupunînd că amplificatorul nu introduce defazaj), prin rezistența R_3 și rezistența echivalentă la priză a circuitului oscilant, R_{ech}, se realizează o reacție pozitivă care asigură funcționarea ca oscilator. Condensatorul are rolul de a înlătura o reacție pozitivă pentru regim static (este un condensator de cuplaj) și reactanța lui trebuie să fie neglijabilă față de R_3, pentru a nu se introduce defazaje suplimentare în circuitul de reacție.

Oscilatorul LC din fig. 2.55 poate funcționa în bune condițiuni și fără diodă sau diode de limitare a amplitudinii. Se obțin, și în acest caz, performanțe satisfăcătoare ale tensiunii de ieșire [20] :

— factor de distorsiuni neliniare : $d<0{,}1\%$,

— instabilitatea frecvenței la temperatură a mediului aproximativ constantă : $\Delta f/f=1{,}5\cdot10^{-3}$,

— instabilitatea amplitudinii la temperatură aproximativ constantă : $\Delta u_{em}/u_{em}=0{,}5\cdot10^{-2}$,

— variația relativă a frecvenței cu temperatura : $8\cdot10^{-5}/°C$,

— variația relativă a amplitudinii cu temperatura : $6\cdot10^{-4}/°C$.

Rezultatele s-au obținut folosind condensator cu polistiren, bobină cu miez de ferită tip oală din material MZ5 [79], un raport $R_1/R_2=4$ și o amplitudine a tensiunii de ieșire de 1 V.

Oscilatorul fără limitare de amplitudine are calități bune la variația temperaturii mediului, deoarece nu conține un dispozitiv sensibil la temperatură (joncțiuni). Performanțele sînt aici impuse de componentele L, C.

Cînd stabilitatea frecvenței și amplitudinii în mediu cu temperatura aproximativ constantă nu sînt satisfăcătoare, se impune o limitare de amplitudine, deoarece stabilitatea frecvenței este legată de aceea a ampli-

tudinii [1]. Pentru limitare se poate utiliza un dispozitiv cu acționare într-o singură semiperioadă a tensiunii de la bornele circuitului oscilant (notat cu „D" sau „DZ" în fig. 2.55) sau un dispozitiv cu acționare în ambele semiperioade (notat cu „$2DZ$" sau „$2D$").

În cazul dispozitivelor D și $2D$, tensiunea pe circuitul oscilant va avea o amplitudine de ordinul 0,5 ... 0,6 V, iar în celelalte două cazuri, o amplitudine de ordinul volților, care se poate adopta după necesități. Dioda compusă, notată DZ sau $2DZ$, poate include un tip de diodă stabilizatoare cu coeficient de temperatură redus, eventual o diodă compensată termic. Dioda D sau diodele $2D$ pot fi joncțiuni ale tranzistoarelor din circuitul integrat termostatat βA726 [21]. Aceasta va permite obținerea unor stabilități mai bune ale frecvenței și amplitudinii la modificarea temperaturii mediului.

Desigur, introducerea unei limitări de amplitudine cu dispozitiv neliniar conduce la înrăutățirea factorului de distorsiuni neliniare al tensiunii de ieșire. Creșterea acestui factor este însă neexagerată, așa cum se va vedea în continuare.

Rezistența de sarcină a circuitului, R_s, poate fi de valoare coborîtă, pînă la 1 kΩ, dar trebuie ținut cont că viteza de urmărire a amplificatorului depinde mult de aceasta și deci frecvența maximă (la o amplitudine dată și la un factor de distorsiuni redus) este limitată superior. Pentru obținerea unor amplitudini mai mari la frecvențe mai ridicate este necesar ca rezistența de sarcină totală (compusă din R_s, R_1+R_2, R_3+R_{ech} în paralel) să aibă o valoare, dacă este posibil, peste 10 kΩ [14].

Știind că [1] pentru un raport $R_1/R_2=1$ (adică o amplificare egală cu 2 pentru intrarea neinversoare) se obține stabilitatea maximă a frecvenței de oscilație, în cazul unui astfel de raport impus și a unor tensiuni u_{em} și u_{dm} (pe dioda de limitare) impuse, este necesar să se utilizeze o priză pe bobina circuitului oscilant. O priză pe brațul capacitiv nu poate fi utilizată practic, din cauza complicării circuitului de polarizare a intrării neinversoare a amplificatorului.

Un dezavantaj al acestui tip de oscilator îl constituie faptul că modificarea frecvenței de oscilație prin intermediul componentelor L, C, cu menținerea constantă a amplitudinii, se poate face doar într-o gamă foarte restrînsă.

Funcționarea diodelor ca dispozitiv de limitare în acest tip de oscilator se bazează pe modificarea rezistenței lor dinamice „de vîrf" în funcție de amplitudinea tensiunii aplicate. Astfel, pentru vîrful tensiunii alternative de pe circuitul oscilant, o diodă ajunge într-un punct de funcționare din cotul caracteristicii curent-tensiune (fig. 2.56), în care rezistența dinamică de semnal mic, r_{dm} (avînd valorile din tabelul 2.3), este puternic dependentă de tensiune. Variația amplitudinii tensiunii de ieșire a oscilatorului dintr-o cauză oarecare conduce la modificarea rezistenței r_{dm}, iar aceasta — la modificarea rezistenței echivalente R_{ech} (prezentată de circuitul oscilant la priză). Are loc în continuare o modificare a divizării tensiunii u_{em} pe R_3 și R_{ech}, care face ca tensiunea de la intrarea neinversoare a amplificatorului — u_{pm} — să se modifice în sensul de readucere a tensiunii de ieșire spre valoarea prevăzută.

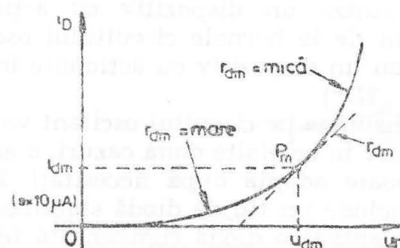


Fig. 2.56. Definirea rezistenței dinamice „de vîrf" a diodei de limitare.

Stabilirea valorii rezistenței dinamice „de vîrf" se face astfel încît să se asigure un compromis între eficiența limitării de amplitudine și mărimea factorului de distorsiuni neliniare (fig. 2.56).

Valoarea rezistenței dinamice recomandate pentru diferite tipuri de dispozitive de limitare este dată în tabelul 2.3.

Tabelul 2.3.

Tipul dispozitivului	*D*	*2D*	*DZ*	*2DZ*
r_{dm} [kΩ]	0,5 ... 1,5	1,5 ... 2,5	2,5 ... 3,5	3,5 ... 4,5

Din cauza unor curenți mai mari prin diodele stabilizatoare decît prin diodele obișnuite (de comutație) pentru aceleași valori ale rezistenței dinamice de vîrf, distorsiunile neliniare sînt mai mari în cazul primelor diode [14]. Din acest motiv, la dispozitivele cu diode stabilizatoare se sacrifică parțial eficiența limitării de amplitudine pentru menținerea factorului de distorsiuni neliniare la o valoare acceptabilă. Astfel, se lucrează cu valori r_{dm} mai mari decît la diode simple.

Trebuie remarcat faptul că rezistența cu care intervine un dispozitiv de limitare în paralel cu circuitul oscilant nu este r_{dm}, ci o rezistență de valoare mult mai mare [14, 21] care nu afectează exagerat de mult factorul de calitate al circuitului *LC*.

Cea mai bună soluție de limitare a amplitudinii oscilațiilor o constituie aceea a două diode în antiparalel (*2D*), realizată cu joncțiuni de tranzistoare din circuitul integrat termostatat de tip βA726 [21].

Calculul unui oscilator *LC* în punte este prezentat în [14]. Sînt importante cîteva etape ale acestui calcul. Astfel, alegerea amplificării cu reacție pentru intrarea inversoare se face pe baza relației :

$$A_u = \frac{R_1}{R_2} > \frac{2\pi f_0 u_{em}}{\left(\frac{du_e}{dt}\right)_{max}} \quad (2.92)$$

în care f_0 este frecvența de oscilație, iar la numitor apare viteza de urmărire (slew-rate) la amplificare unitară, a amplificatorului integrat adoptat.

Factorul de conectare al bobinei este

$$k=\frac{1}{1+A_u}\,\frac{u_{rm}}{u_{dm}}, \tag{2.93}$$

iar cînd rezultă supraunitar se stabilește la valoarea 1, recalculîndu-se amplificarea de tensiune. Factorul de conectare se definește

$$k=\frac{u_{cm}}{u_{em}}=\frac{L+L_1-L_2}{2L}, \tag{2.94}$$

unde intervin inductanțele totală și ale secțiunilor bobinei.

Dimensionarea rezistenței de reacție pozitivă R_3, în cazul unei limitări cu diodă simplă, se face cu ajutorul relației

$$R_3\cong k^2 Z_{r0}\frac{2{,}2\,r_{dm}A_u-X_L}{2{,}2\,r_{dm}+X_L}. \tag{2.95}$$

În cazul unei limitări cu dispozitiv „$2D$", coeficientul 2,2 al lui r_{dm} se înlocuiește cu 0,5, iar în cazul unui dispozitiv „DZ" cantitatea din membrul drept al relației se înmulțește cu 0,5. Pentru cazul dispozitivului „$2DZ$" nu a fost încă stabilită corecția ce trebuie făcută în formula de mai sus.

În relație intervin următoarele mărimi :

— impedanța la rezonanță a circuitului LC neîncărcat

$$Z_{r0}=\frac{X_L^2}{R_{ps}}, \tag{2.96}$$

— reactanța bobinei la frecvența de rezonanță, X_L,

— rezistența de pierderi serie a circuitului oscilant neîncărcat, R_{ps} [14, 15].

Este important, mai ales la frecvență joasă, să se obțină pentru R_3 o valoare mare, astfel încît să rezulte o capacitate mică a condensatorului de cuplaj C_3 (nu se poate utiliza condensator electrolitic) și să se evite încărcarea puternică a ieșirii de către ramura R_3+R_{ech}.

În cazul cînd nu se utilizează limitare de amplitudine, relația lui R_3 se reduce la

$$R_3=k^2 Z_{r0}A_u. \tag{2.97}$$

La un oscilator cu limitare de amplitudine prin diodă simplă netermostatată, stabilind punctul de funcționare de vîrf ca în fig. 2.57, se pot realiza următoarele performanțe (în aceleași condiții pentru care s-au prezentat performanțele oscilatorului fără limitare de amplitudine) :

— factor de distorsiuni neliniare : $d=0{,}175\,\%$

— instabilitatea frecvenței la temperatură a mediului aproximativ constantă : $\Delta f/f<10^{-4}$,

— instabilitatea amplitudinii în aceleași condiții :

$$\Delta u_{em}/u_{em}=7\cdot 10^{-4},$$

— variația relativă a frecvenței cu temperatura : $1{,}2\cdot 10^{-4}/°C$,

— variația relativă a amplitudinii cu temperatura : $3{,}7\cdot 10^{-3}/°C$.

Într-adevăr, pentru o temperatură aproximativ constantă a mediului se obțin performanțe mult îmbunătățite, dar crește sensibilitatea la variația temperaturii. În schimb, prin utilizarea limitării de amplitudine, va-

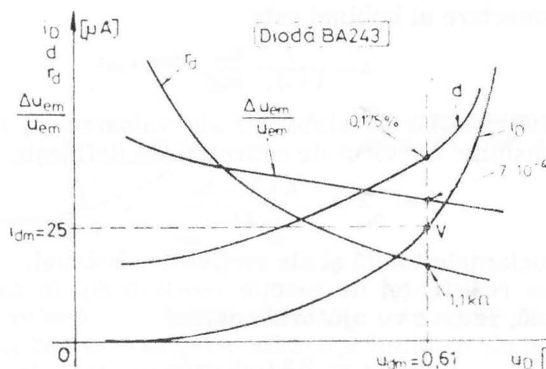


Fig. 2.57. Alegerea punctului de vîrf pentru dioda βA243.

...ația tensiunii de alimentare și a sarcinii oscilatorului nu mai are practic efect asupra amplitudinii și frecvenței tensiunii de ieșire.

În scopul compensării termice a dispozitivului de limitare, se poate folosi o combinație între o diodă stabilizatoare cu tensiunea nominală de ...7 ... 5,6 V și o diodă simplă (dispozitiv „*DZ*"), care va lucra însă cu o tensiune de vîrf $u_{dm}=3{,}1 \ldots 4{,}1$ V pentru ca să se atingă o rezistență $r_{dm}=2{,}5 \ldots 3{,}5$ kΩ. Eficiența limitării de amplitudine se reduce, distorsiunile neliniare cresc, dar variația relativă a amplitudinii cu temperatura se poate îmbunătăți de 10 ori față de cazul utilizării unei diode simple [14].

Pentru ajustarea amplitudinii tensiunilor pe dispozitivul de limitare și la ieșirea oscilatorului (u_{dm} și u_{em}) sînt necesare două rezistențe semivariabile (imprecizia calculelor poate fi de 10%). După ajustare, acestea pot fi înlocuite cu rezistențe fixe.

În fig. 2.58 se prezintă schema concretă a unui oscilator în punte cu amplificator operațional, avînd limitare de amplitudine cu două diode termostatate în antiparalel [21]. Diodele sînt de fapt joncțiuni colectoare de tranzistoare din circuitul integrat termostatat βA726. Punctul de funcționare de vîrf al acestor diode s-a stabilit, așa cum se arată în fig. 2.59, la o tensiune $u_{dm}=0{,}475$ V și $i_{dm}=22$ μA, unde $r_{dm}\cong 2$ kΩ.

Oscilatorul din fig. 2.58 prezintă $u_{em}=1$ V; frecvența de oscilație de 13,5 kHz și utilizează un raport $R_1/R_2=1$, un circuit oscilant cu factor de calitate fără încărcare $Q_0=35$, o bobină realizată pe miez de ferită MZ5 de tip oală, cu $L=1{,}9$ mH, un condensator de stiroflex cu $C=24$ nF și numai rezistențe cu peliculă metalică.

S-au obținut la acest oscilator următoarele performanțe la temperatură aproximativ constantă:

— instabilitatea frecvenței: mai mică de $3\cdot10^{-5}$

— instabilitatea amplitudinii: mai mică de $2\cdot10^{-4}$,

— factor de distorsiuni neliniare: 0,11%, care sînt mai bune decît cele realizate la un oscilator similar cu o singură diodă simplă în aceleași condiții.

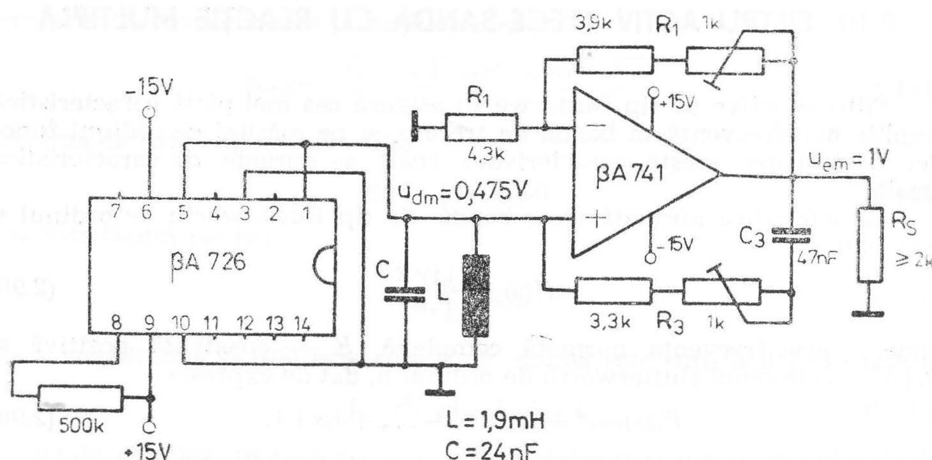


Fig. 2.58. Oscilator *LC* în punte cu diode de limitare termostatate.

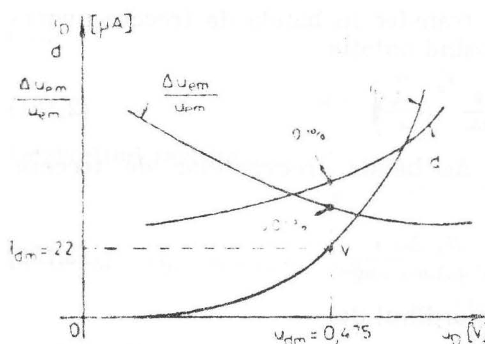


Fig. 2.59. Stabilirea punctului de vîrf al diodelor termostatate.

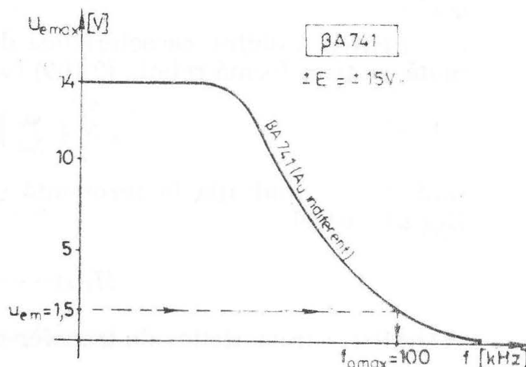


Fig. 2.60. Caracteristica amplitudine semnal sinusoidal-frecvență maximă a amplificatorului βA741.

La temperatură variabilă a mediului s-au obținut performanțele :

— variația relativă a frecvenței : $1{,}3 \cdot 10^{-4}$/°C,

— variația relativă a amplitudinii $1 \cdot 10^{-3}$/°C,

care tind spre valorile realizate la oscilatorul fără limitare de amplitudine, ceea ce este normal, deoarece efectul temperaturii prin intermediul diodelor termostatate este aproape complet suprimat.

Performanțele obținute atestă eficiența soluției din fig. 2.58.

Cu ajutorul unui amplificator integrat βA741 se pot realiza oscilatoare sinusoidale *LC* (sau *RC*) pentru amplitudine de 1,5 V pînă la o frecvență maximă de ordinul a 100 kHz (fig. 2.60).

2.10. FILTRU ACTIV TRECE-BANDĂ CU REACȚIE MULTIPLĂ

Filtrele active de tip Butterworth asigură cea mai plată caracteristică amplitudine-frecvență în banda de trecere, și pe măsură ce ordinul funcției de transfer crește, caracteristica reală se apropie de caracteristica ideală.

Caracteristica normată trece-bandă de tip Butterworth de ordinul n este [80]

$$H(s)=\frac{(-1)^n K}{P_n(s)}, \tag{2.98}$$

unde : s este frecvența normată complexă, K — constantă pozitivă și $P_n(s)$ — polinomul Butterworth de ordinul n, dat de expresia

$$P_n(s)=s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\ldots+a_1 s+1. \tag{2.99}$$

În acest fel caracteristica filtrului trece-bandă de ordinul întîi este

$$H_1(s)=-\frac{K_1}{s+1}. \tag{2.100}$$

Pentru a obține caracteristica de transfer în banda de trecere nenormată, se transformă relația (2.100) folosind notația

$$S=\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\left(\frac{s}{\omega_0}+\frac{\omega_0}{s}\right) \tag{2.101}$$

unde : ω_0 — pulsația la rezonanță și $\Delta\omega$ banda frecvențelor de trecere. Rezultă astfel

$$H_1(s)=-\frac{K_1\cdot\Delta\omega\cdot s}{s^2+\Delta\omega\cdot s+\omega_0^2} \tag{2.102}$$

și similar, caracteristica de transfer de ordinul doi

$$H_2(s)=\frac{K_2\cdot\Delta\omega^2\cdot s^2}{s^4+\gamma\cdot\Delta\omega\cdot s^3+(2\omega_0^2+\Delta\omega^2)s^2+\gamma\cdot\omega_0^2\cdot\Delta\omega\cdot s+\omega_0^4}. \tag{2.103}$$

Această expresie se mai poate scrie

$$H_2(s)=H_{21}(s)\cdot H_{22}(s) \tag{2.104}$$

unde :

$$H_{21}(s)=-\frac{K_{21}\cdot\Delta\omega\cdot s}{s^2+\alpha\cdot\omega_{01}s+\omega_{01}^2}\;;\quad H_{22}(s)=-\frac{K_{22}\cdot\Delta\omega\cdot s}{s^2+\alpha\cdot\omega_{02}s+\omega_{02}^2}. \tag{2.105}$$

Prin identificarea coeficienților din relațiile (2.103) și (2.104) se obține sistemul

$$\begin{cases}\alpha(\omega_{01}+\omega_{02})=\gamma\cdot\Delta\omega\\ \omega_{01}^2+\alpha^2\cdot\omega_{01}\cdot\omega_{02}+\omega_{02}^2=2\cdot\omega_0^2+\Delta\omega^2\\ \omega_{01}^2\cdot\omega_{02}^2=\omega_0^4,\end{cases} \tag{2.106}$$

care permite determinarea pulsațiilor $\omega_{01,2}$:

$$\omega_{01,2}=\frac{\sqrt{(4-\alpha^2)\omega_0^2+\Delta\omega^2\pm\sqrt{\Delta\omega^2-\alpha^2\cdot\omega_0^2}}}{2}. \tag{2.107}$$

Condiția de existență a radicalilor

$$\Delta\omega^2-\alpha^2\cdot\omega_0^2\geqslant 0 \tag{2.108}$$

este satisfăcută pentru

$$\alpha\leqslant\frac{\Delta\omega}{\omega_0}=\delta. \tag{2.109}$$

Dacă inegalitatea (2.109) este adevărată, atunci este satisfăcută și condiția

$$(4-\alpha^2)\cdot\omega_0^2+\Delta\omega^2>0. \tag{2.110}$$

În aceste condiții, pulsațiile ω_{01}, ω_{02} sînt reale, pozitive și se pot calcula cu relațiile

$$\omega_{01}=a\omega_0\,;\quad \omega_{02}=\frac{\omega_0}{a}, \tag{2.111}$$

unde:

$$a=\sqrt{\frac{\delta^2-\alpha^2}{4}+1}+\sqrt{\frac{\delta^2-\alpha^2}{4}}. \tag{2.112}$$

Dezvoltînd rezultă

$$\alpha^2=\frac{4+\delta^2\pm\sqrt{(4+\delta^2)^2-4\gamma^2\cdot\delta^2}}{2}, \tag{2.113}$$

unde este necesară condiția

$$4+\delta^2\geqslant 2\gamma\delta. \tag{2.114}$$

Dacă coeficientul $\gamma<2$, inegalitatea (2.114) este totdeauna satisfăcută, dacă factorul de calitate $\frac{1}{\delta}>1$.

Pentru a se asigura filtrului un factor de calitate supraunitar, în relația (2.113) se consideră numai semnul minus în fața radicalului, și atunci

$$\alpha=\sqrt{\frac{4+\delta^2-\lambda}{2}}, \tag{2.115}$$

cu:

$$\lambda=\sqrt{(4+\delta^2)^2-4\gamma^2\delta^2}. \tag{2.116}$$

La baza construirii filtrelor active trece-bandă cu reacție multiplă de ordinul n stau celule elementare de filtre trece-bandă cu caracteristică de tip Butterworth de ordinul întîi sau doi, conectate în cascadă [80].

Schema filtrului activ trece-bandă cu reacție multiplă din fig. 2.61 prezintă avantajul utilizării unui număr scăzut de componente pasive

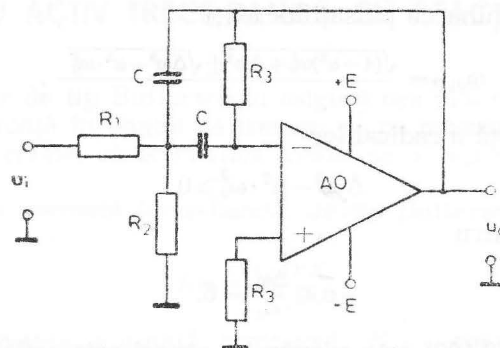


Fig. 2.61. Schema unei celule de filtru activ trece-bandă cu reacție multiplă.

Funcție de transfer pentru celula elementară este

$$H(s)=\frac{\frac{1}{R_1\cdot C}\cdot s}{s^2+\frac{2}{R_3C}s+\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)\cdot\frac{1}{R_3C^2}} \tag{2.117}$$

Alegînd convenabil valoarea condensatorului C (pentru banda de trecere dorită) și precizînd valoarea constantei K_1, din relațiile (2.102) și (2.117) se obțin expresiile de calcul al rezistoarelor din schemă :

$$\begin{cases} R_1=\frac{1}{K_1\cdot\Delta\omega\cdot C} \\ R_2=\frac{\Delta\omega}{(2\omega_0^2-K_1\cdot\Delta\omega^2)C} \\ R_3=\frac{2}{C\cdot\Delta\omega}. \end{cases} \tag{2.118}$$

Dacă se dorește obținerea unei funcții de transfer de forma $H_{2i}(s)$ cu coeficienții K_{2i} $(i=1,\ 2)$ precizați, atunci din relațiile (2.105) și (2.117) se obțin :

$$\begin{cases} R_1=\frac{1}{K_{2i}\cdot\Delta\omega\cdot C} \\ R_2=\frac{\alpha}{(2\omega_{0i}-\alpha\cdot K_{2i}\cdot\Delta\omega)C} \\ R_3=\frac{2}{\alpha\cdot\omega_{0i}\cdot C} \end{cases} \tag{2.119}$$

Pe baza relațiilor prezentate s-a proiectat și experimentat un filtru activ trece-bandă cu reacție multiplă avînd impuse

$$f_0=400\text{ Hz};\quad \Delta f=200\text{ Hz}.$$

Utilizînd două celule elementare de filtru activ după schema prezentată în fig. 2.61 cu caracteristică de tip Butterworth de ordinul doi, conectate în cascadă, s-au calculat coeficienții :

$\delta=0,5$, $\lambda=4$, $\gamma=1,41$, $\alpha^2=0,125$, $a=1,19$, $f_{01}=476$ Hz, $f_{02}=336$ Hz.

Considerînd : $K_{21}=K_{22}=\alpha=0,353$ și $C=20$ nF s-au obținut următoarele valori pentru rezistoarele din schemă :

Celula 1 : $R_1=113$ kΩ ; $R_2=3,05$ kΩ ; $R_3=94,6$ kΩ,

Celula 2 : $R_1=113$ kΩ ; $R_2=4,37$ kΩ ; $R_3=134$ kΩ.

S-au utilizat condensatoare de polistiren și rezistențe cu peliculă metalică.

Amplificatoarele operaționale utilizate în schema filtrului trece-bandă prezentat au fost de tip βA741J. Caracteristica de transfer reală a filtrului experimentat a rezultat cu : $f_0=420$ Hz și $\Delta f=190$ Hz (apropiate de cele impuse la calcul). Filtrul a prezentat ambele pante de 80 dB/dec și o atenuare a semnalului în mijlocul benzii de 4,2. Trebuie remarcat faptul că folosirea unor condensatoare cu pierderi mici (cu polistiren) este obligatorie cînd rezistențele filtrului rezultă de valori mari ($\geqslant 100$ kΩ). De asemenea, se constată că nu este încă pusă la punct o soluție pentru impunerea sau calculul în avans a atenuării filtrului la mijlocul benzii.

2.11. COMPARATOR INDICATOR CU FEREASTRĂ

În literatura de specialitate este cunoscută schema pentru comparator cu fereastră ce utilizează două comparatoare dedicate.

În fig. 2.62 se prezintă o aplicație în care se stabilește dacă tensiunea de urmărit este mai mare decît pragul superior al ferestrei de tensiune, dacă este cuprinsă între cele două praguri sau dacă este mai mică decît pragul inferior de tensiune. Comparatoarele sînt realizate cu amplificatoare operaționale.

Tensiunea de intrare U_i poate fi aplicată direct sau printr-un divizor R_4—R_5. Dacă U_i nu depășește tensiunea $+E$, divizorul poate să lipsească.

Nivelurile tensiunilor de prag cu care se face comparația se calculează simplu cu relațiile :

$$U_1=\frac{E}{R_1+R_2+R_3}(R_2+R_3) \quad (2.120)$$

$$U_2=\frac{E}{R_1+R_2+R_3}R_3. \quad (2.121)$$

Diodele luminiscente indică, succesiv, dacă tensiunea este prea mare, în limite normale sau prea mică. Ele se pot alege și de culori diferite (de

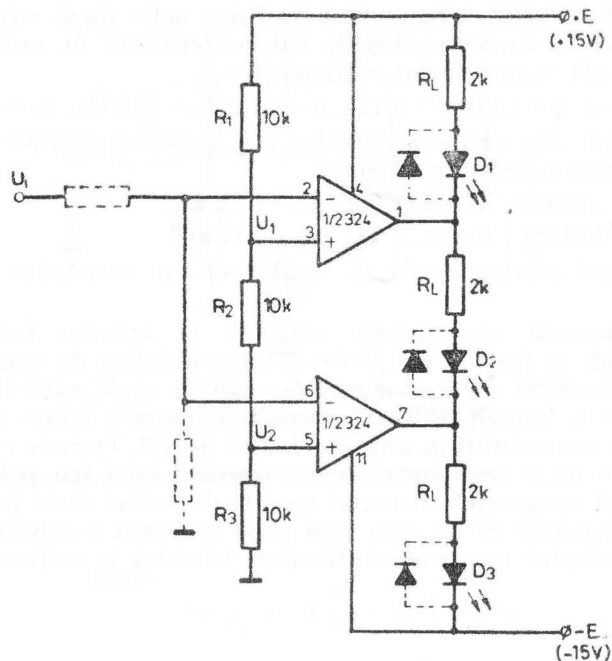


Fig. 2.62. Comparator-indicator cu fereastră cu circuit βM324.

exemplu D_1 — roșu, D_2 — verde și D_3 — galben). Rezistențele R_L de limitare a curentului prin diode se calculează cu relația :

$$R_L = \frac{2E}{10 \div 15 \text{ mA}} \cdot [\text{k}\Omega] \qquad (2.122)$$

Ca și comparatoare sînt utilizate două amplificatoare operaționale. Se poate utiliza circuitul βM358 (dublu amplificator operațional) sau circuitul βM324 (amplificator operațional cuadruplu), pentru a se folosi un singur circuit integrat.

Funcționarea schemei este simplă. Dacă U_i este mai mare decît U_1, amplificatoarele comparatoare A_1, A_2 au la ieșire nivelul —E. Prin urmare, numai dioda D_1 are tensiune pozitivă în anod și negativă în catod și luminează, în timp ce D_2 și D_3 sînt blocate. Dacă U este cuprinsă între U_1 și U_2, A_1 are la ieșire $+E$ iar A_2 — nivelul —E. Deci, D_1 este blocată, D_2 conduce și luminează, iar D_3 este blocată. Dacă U_i este sub nivelul U_2, A_1 și A_2 au la ieșire nivelul $+E$ și D_1, D_2 sînt blocate, iar D_3 va conduce indicînd tensiune sub pragul minim.

În fig. 2.62 este dată o aplicație concretă în care U_i variază între 0 și 15 V și trebuie comparată cu pragurile +10 V și +5 V. S-au utilizat două amplificatoare din circuitul βM324. Pentru o eventuală protejare a diodelor luminiscente la tensiune inversă, se pot conecta în antiparalel cu fie-

care cîte o diodă (1N4001). Se mai pot adăuga rezistențe de 10 MΩ între ieșirile lui A_1 și A_2 și intrările lor neinversoare pentru a asigura un histerezis.

Diodele luminiscente pot fi din cîte un optocuplor. În acest caz se pot sintetiza semnale de comandă (de exemplu de nivel TTL) în funcție de nivelul tensiunii de intrare U_i.

2.12. TRADUCTOR INDUCTIV DE POZIȚIE ȘI VIBRAȚII SPAȚIALE

Există o varietate bogată de aplicații care solicită determinarea cu precizie a poziției unui obiect sau detectarea și înregistrarea vibrațiilor spațiale ale obiectului în jurul unei poziții relative de echilibru. În literatura de specialitate [55, 56, 57] sînt prezentate numeroase metode și principii de realizare a traductoarelor de poziție și vibrații spațiale, dar nu toate sînt precise sau comode de aplicat. La construcția și realizarea traductoarelor de poziție și vibrații spațiale, metodele inductive s-au dovedit de mare sensibilitate și precizie, în raport cu realizarea relativ simplă a lor. Un astfel de traductor inductiv de poziție și vibrații spațiale este construit după schema electrică de principiu prezentată în fig. 2.63 [58].

Oscilatorul de înaltă frecvență, de tip Clapp modificat, realizat cu tranzistorul T_1, furnizează oscilații sinusoidale cu frecvența de 220 MHz și amplitudinea de 10 V vîrf la vîrf.

Prin intermediul bobinei L_1 oscilatorul creează în spațiul supus detecției un cîmp electromagnetic de înaltă frecvență. Apariția unui obiect în cîmpul bobinei L_1 are ca efect inducerea în acesta a unor curenți de înaltă frecvență, și ca urmare are loc scăderea factorului de calitate a circuitului acordat L_1—C_3, modificarea frecvenței proprii de rezonanță și reducerea amplitudinii oscilației. Nivelul și frecvența oscilației produse sînt transpuse apoi, prin intermediul circuitului acordat L_2—C_{s2}, cuplat magnetic cu oscilatorul, și a detectorului realizat cu diodele D_1, D_2, într-un nivel continuu ce furnizează informații asupra poziției obiectului față de bobina traductor. Peste acest nivel continuu se suprapune un semnal variabil legat de vibrațiile spațiale ale obiectului.

Semnalele detectate se aplică amplificatoarelor separatoare realizate cu tranzistoarele T_2, T_3 și în continuare amplificatorului de bandă îngustă realizat cu IC_1. Semnalele variabile sînt redresate cu ajutorul redresorului de precizie realizat cu IC_2, apoi integrate de grupul R_{14}—C_{18} și sînt disponibile la borna de măsură M_1, care oferă informații asupra amplitudinii vibrațiilor produse.

Semnalul continuu obținut la ieșirea amplificatorului separator realizat cu tranzistorul T_3 este integrat prin intermediul grupului R_{17}—C_{19} și este disponibil la borna de măsură M_2, care oferă informații asupra poziției corpului detectat.

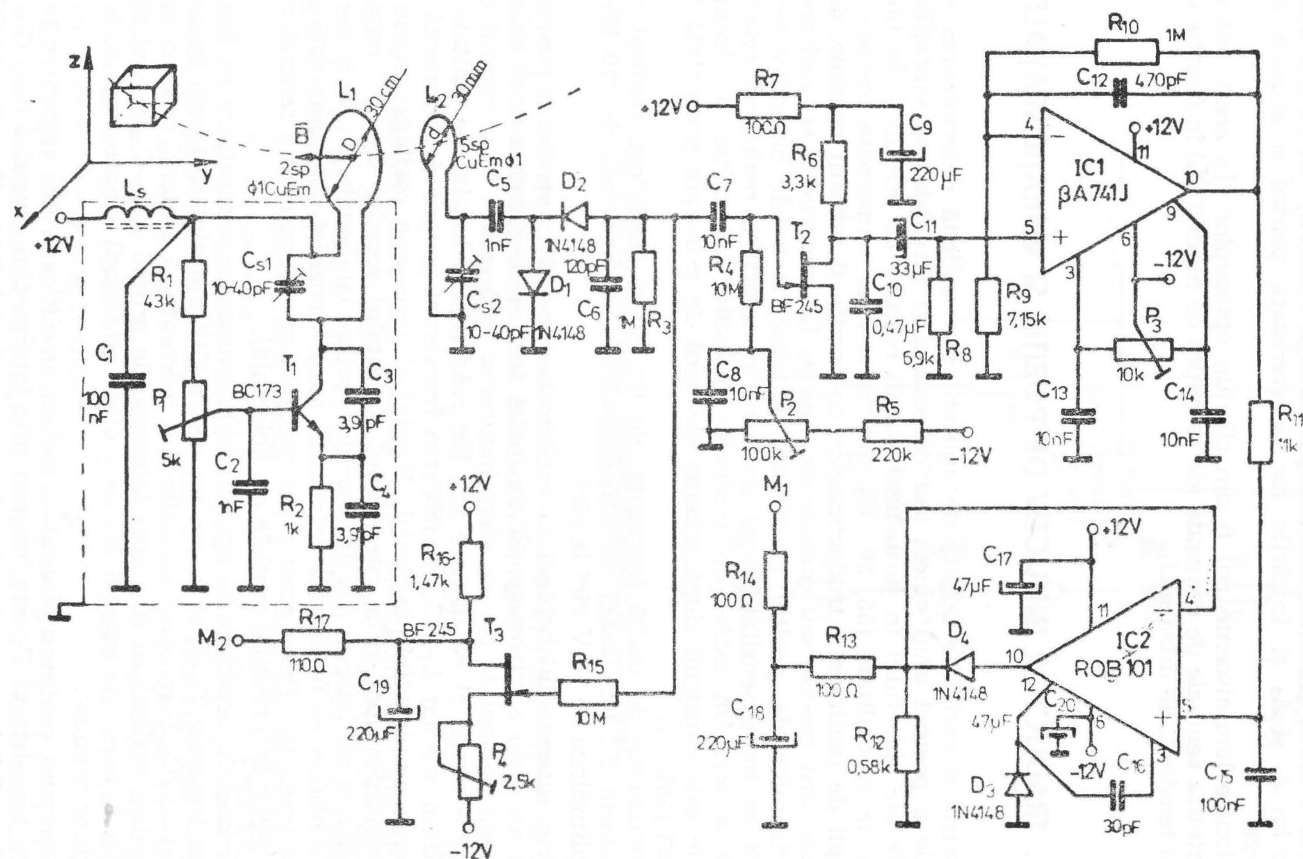


Fig. 2.63. Traductor inductiv de poziţie şi vibraţii spaţiale.

Semnalele furnizate la cele două borne de măsură M_1 și M_2 pot fi măsurate și afișate sau memorate cu aparatură specializată pentru prelucrări numerice și investigări statistice pe o perioadă de timp determinată.

Acordul traductorului se realizează în absența corpurilor de detectat, urmărind un maxim al semnalului redresat. Alimentarea traductorului se face în curent continuu la ± 12 V față de masă. Curentul consumat nu depășește 30 mA.

Utilizat în aplicații de detecție și analiză a poziției și tremurului miinii umane, s-au măsurat variații ale frecvenței de oscilație de aproximativ 5%, prin apropierea miinii pînă la distanța de 35 cm de traductor. Amplitudinea semnalului de poziție este în relație de invers proporționalitate cu pătratul distanței și ia valori cuprinse între 0 și 7 V pentru mina situată la distanțe mai mici de 120 mm față de bobina traductor. Nivelul de ieșire corespunzător vibrațiilor spațiale oferă semnale de aproximativ 2 V pentru o vibrație a miinii cu amplitudinea de 1 mm în jurul unei poziții relative de echilibru situată la distanța de 35 cm față de traductor.

Domeniul de aplicabilitate al traductorului prezentat nu este limitativ. Traductorul inductiv de poziție și vibrații spațiale poate fi utilizat cu bune rezultate în toate aplicațiile de precizie care necesită detecția poziției și a vibrațiilor spațiale a unor obiecte metalice și nemetalice care produc pierderi în înaltă frecvență.

CAPITOLUL 3

APLICAŢII ALE CIRCUITULUI INTEGRAT βM3900

Circuitul integrat βM3900 conţine 4 amplificatoare diferenţiale de curent (ADC) independente dar cu alimentare comună. Amplificatorul diferenţial de curent, cu reprezentarea simbolică din fig. 3.1, are ca mărime de intrare diferenţa dintre doi curenţi, iar ca mărime de ieşire, o tensiune. Deoarece raportul dintre mărimea de ieşire şi mărimea de intrare are dimensiunea [Ω], *ADC* poate fi considerat şi ca un „amplificator transrezistenţă". În literatura de specialitate, *ADC* este întîlnit sub denumirea „amplificator operaţional Norton" sau simplu „amplificator Norton".

Schema bloc principială a amplificatorului diferenţial de curent este prezentată în fig. 3.2, *b*, iar în fig. 3.2, *a* este dată capsula DIL14 cu semnificaţiile pinilor.

Oglinda de curent cu T_4 şi D_1 are rol de repetor de curent i_I^+ şi realizează în baza tranzistorului T_1 curentul de comandă

$$i_{B1}=i_I^- - i_I^+. \quad (3.1)$$

Amplificarea de tensiune este realizată cu tranzistorul T_1 pe principiul „totul pe un etaj". T_1 prezintă deci sarcina activă — sursa de curent $I_{01}=200\ \mu A$. Tranzistorul T_2, în montaj de repetor pe emitor, are rolul de separare a sarcinii de colectorul lui T_1, pentru a se menţine amplificarea de tensiune ridicată a acestuia.

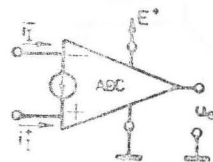


Fig. 3.1. Reprezentarea amplificatorului diferenţial de curent.

Amplificarea totală de curent $\beta_1 \cdot \beta_2$, este mică pentru un amplificator de curent şi de aceea se intercalează între T_1 şi T_2 tranzistorul *pnp* T_3, care duce la creşterea amplificării totale de curent pînă la 10^6. Datorită lui T_3, rezistenţa de sarcină se reflectă în colectorul lui T_1 multiplicată cu aproximativ $\beta_2\beta_3$, deoarece sursa de curent I_{01} debitează, practic, întregul său curent în baza tranzistorului T_2. Cresterea valorii rezistenţei dinamice în colectorul lui T_1 permite atingerea

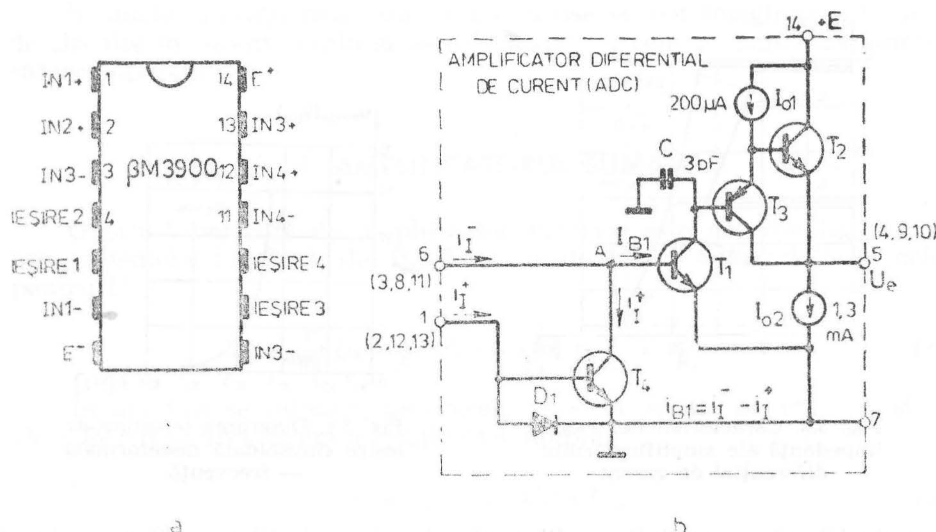


Fig. 3.2. Schema bloc a unui amplificator şi conexiunile la capsulă ale integratului βM3900.

unor amplificări mari de tensiune (cca 70 dB). Compensarea caracteristicii de frecvenţă se face cu un condensator integrat $C=3$ pF.

Excursia maximă de tensiune la ieşire este limitată de intrarea în saturaţie a sursei de curent I_{02} şi de tensiunea de polarizare a tranzistorului T_2; valoarea ei este

$$u_{emax}=E^{+}-1 \quad [\text{V}]. \tag{3.2}$$

Tensiunea minimă de ieşire este tensiunea pe sursa de curent I_{02} în saturaţie şi are valoarea $U_{cmin}=0{,}1$ [V].

Caracteristicile electrice principale ale amplificatorului Norton sînt [11] :

— tensiunea de alimentare . . . $E^{+}=+4$ V . . . +36 V,
— curentul absorbit de la sursa de alimentare de capsulă cu $R_s=\infty$ la toate ieşirile, pentru $E=15$ V . . . tipic 6 mA,
— amplificarea de tensiune la $R_s=\infty$ şi $f=100$ Hz . . . tipic 8 200
— frecvenţa de tăiere la cîştig unitar . . . 2,5 MHz,
— viteza de creştere a tensiunii de ieşire (slew-rate) . . . 0,5 V/µs,
— curentul de polarizare la intrare . . . $I_B=30$ nA.

În fig. 3.3 sînt reprezentate caracteristicile transimpedanţă ale amplificatorului diferenţial de curent din βM3900 pentru două tensiuni uzuale de alimentare, $E^{+}=+15$ V şi $E^{+}=+30$ V, şi pentru valoarea limită a rezistenţei de sarcină, $R_s=\infty$.

Din convergenţa caracteristicilor se observă utilitatea definirii unui curent de polarizare I_B (curentul de polarizare I_{B1} al tranzistorului din fig. 3.2, *b*) corespunzător tensiunii minime de ieşire, practic independent de sarcină şi de tensiunea de alimentare. Valoarea tipică a curentului I_B

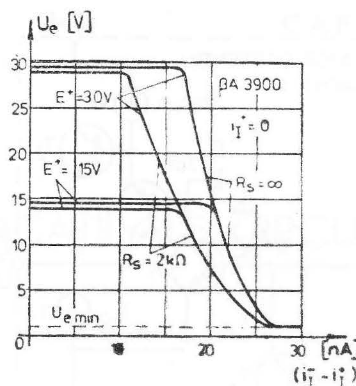


Fig. 3.3. Caracteristicile transimpedanţă ale amplificatorului diferenţial de curent.

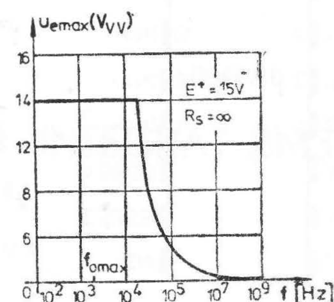


Fig. 3.4. Diagrama tensiune de ieşire sinusoidală nedeformată — frecvenţă.

este de 30 nA; o variaţie a diferenţei $I_E = i_I^- - i_I^+ = 10$ nA÷30 nA asigură explorarea întregului domeniu al tensiunii de ieşire.

Din fig. 3.4, care prezintă tensiunea disponibilă la ieşire în funcţie de frecvenţă, se determină frecvenţa semnalului maxim nedistorsionat, $f_{0max} = 2$ kHz, şi excursia de tensiune disponibilă în semnal nedistorsionat la $f_0 > f_{0max}$

$$u_{em} = \frac{5R}{2 \cdot \pi \cdot f_0}. \qquad (3.3)$$

Amplificatorul Norton este un circuit mai puţin obişnuit ca mod de utilizare şi ca performanţe. Preţul redus pe amplificator, consumul mic de putere de la sursele de alimentare, marea sa versatilitate recomandă circuitul integrat βM3900 pentru aplicaţii în care se dispune de o singură sursă de alimentare. Aplicaţiile sale necesită rezistenţe de valori mari (ceea ce este avantajos în privinţa puterii consumate) şi a unor valori mici pentru eventualele condensatoare din scheme. Trebuie, însă, multă atenţie la influenţa mare pe care o are asupra amplificatorului capacităţile parazite.

3.1. APLICAŢII ÎN CURENT CONTINUU

S-a prezentat anterior structura şi funcţionarea amplificatorului diferenţial de curent din βM3900 (Norton). În literatura de specialitate [76, 7] se prezintă o gamă largă de aplicaţii, în special în curent alternativ.

Utilizarea în curent continuu a amplificatorului Norton implică o serie de probleme legate de dificultatea obţinerii unei tensiuni nule la ieşire

pentru o tensiune nulă la intrare, deci, a unei tensiuni de offset, raportată la intrare, mică.

În unele aplicații mai puțin pretențioase se pot imagina configurații de circuite în curent continuu asemănătoare cu cele ce utilizează amplificatoare operaționale.

3.1.1. AMPLIFICATORUL SUMATOR

O primă variantă de amplificator sumator este cea din fig. 3.5. Pe baza schemei echivalente din fig. 3.6 se poate deduce ușor relația de calcul pentru U_e :

$$U_e = \frac{R}{R_2} U_2 - \frac{R}{R_1} U_1 + U_D \left(1 + \frac{R}{R_1} - \frac{R}{R_2}\right) \quad (3.4)$$

În practică se folosesc, de obicei, ponderi egale pentru U_1 și U_2 ($R_1 = R_2 = R'$) ; deci, avem o relație mai simplă :

$$U_e = \frac{R}{R'} (U_2 - U_1) + U_D. \quad (3.5)$$

U_D este aproximativ 0,5 V și reprezintă tensiunea bază-emitor a celor două tranzistoare de la intrările amplificatorului.

În varianta prezentată, circuitul se alimentează de la o singură sursă de tensiune continuă, $+E$, cu valori între 15 V și 30 V.

Dezavantajul principal este prezența tensiunii de offset la ieșire, egală cu U_D. Relația (3.5) este adevărată pentru tensiuni de intrare $U_2 \gg U_D$ și $U_2 - U_1 \geqslant 0$.

Avantajele principale sînt simplitatea și posibilitatea de prelucrare a unor tensiuni de intrare mult mai mari decît tensiunea de alimentare, prin

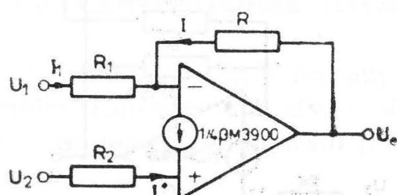


Fig. 3.5. Amplificator-sumator cu βM3900.

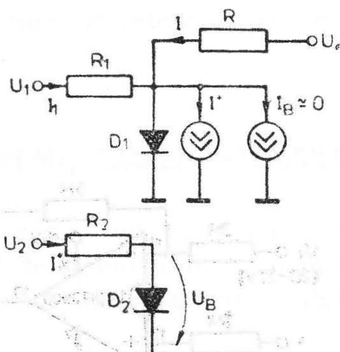


Fig. 3.6. Schema echivalentă a circuitului din fig. 3.5 cu conversie.

alegerea corespunzătoare a rezistenţelor R_1 şi R_2. O dimensionare aproximativă se poate face cu relaţiile :

$$R_{1min} = \frac{U_{1MAX} - 0,5}{0,1 - 0,2} \quad [\text{k}\Omega] \tag{3.6}$$

$$R_{2min} = \frac{U_{2MAX} - 0,5}{0,1 - 0,2} \quad [\text{k}\Omega] \tag{3.7}$$

Dacă se alege varianta cu $R_1 = R_2$, din (3.6) şi 3.7) se ia valoarea cea mai mare. Valorile uzuale sînt cuprinse între 100 kΩ—1 MΩ. În varianta cînd tensiunile U_1 şi U_2 sînt fixe, rezistenţa R_2 se va dimensiona cu relaţia :

$$R_2 = \frac{U_2}{10^{-2}} \quad [\text{k}\Omega], \tag{3.8}$$

pentru că oglinda de curent lucrează optim (transfer unitar) la un curent de 10 μA.

În fig. 3.7 se prezintă o schemă concretă utilizabilă în aplicaţia de conversie de domeniu a unei tensiuni continue.

Dezavantajul offsetului la ieşire este eliminat în circuitul din fig. 3.8. Folosind relaţia (3.5) se poate deduce uşor tensiunea de ieşire U_e

$$U_e = \frac{U_2 + U_1}{2}. \tag{3.9}$$

Relaţia (3.9) este verificată pentru tensiuni $U_2 \gg U_D$ şi $U_2 + U_1 \geqslant 0$.

Alimentînd amplificatorul Norton cu două surse de tensiune simetrice ($+E$ şi $-E$), se poate realiza o configuraţie de amplificator cu tensiune de ieşire nulă pentru o tensiune de intrare nulă.

Circuitul de polarizare este cel din fig. 3.9. Se poate arăta uşor că potenţialul punctului A este zero şi tensiunea de ieşire U_e este nulă. Dioda

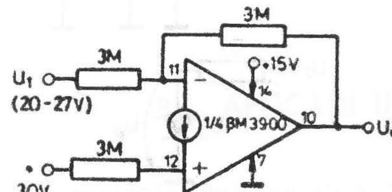


Fig. 3.7. Circuit amplificator cu conversie de domeniu.

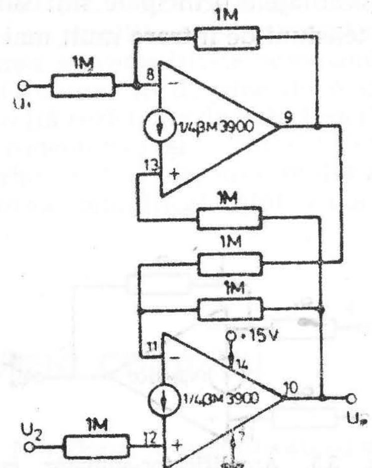


Fig. 3.8. Amplificator-sumator cu eliminarea offsetului.

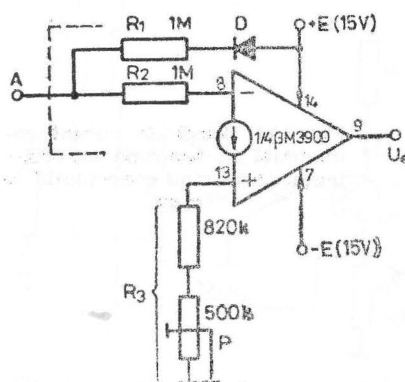


Fig. 3.9. Alimentarea de la două surse simetrice de tensiune continuă a integratului βM3900.

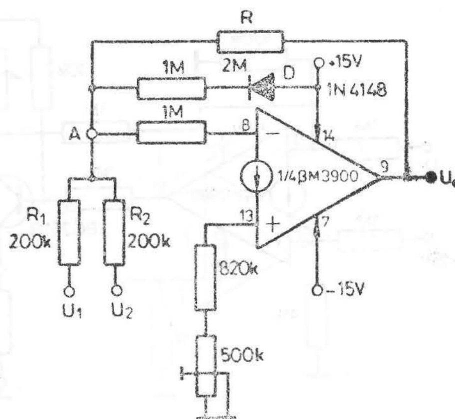


Fig. 3.10. Amplificator-sumator cu βM3900 alimentat de la două surse simetrice.

D_1 contribuie la mărirea stabilității polarizării la variații de temperatură. La realizarea practică se va respecta riguros egalitatea $R_1 = R_2 = R_3$. Potențiometrul P permite compensarea eventualelor diferențe, ajustînd la zero tensiunea de ieșire (realizează „echilibrarea").

Pe baza schemei anterioare, în fig. 3.10 este prezentat un sumator-inversor cu două intrări. Se observă adaptarea ca bornă de intrare inversoare a punctului A (de potențial zero) din fig. 3.9. Pentru alte valori decît cele din fig. 3.10, tensiunea de ieșire se poate calcula cu relația

$$U_e = -\left(\frac{R}{R_0} U_1 + \frac{R}{R_2} U_2\right). \qquad (3.10)$$

Relația (3.10) este adevărată pentru tensiuni de intrare negative, pozitive sau orice combinație între ele.

3.1.2. CONVERTOARE TENSIUNE–CURENT, CURENT–TENSIUNE

O combinație între un amplificator Norton și un tranzistor bipolar permite realizarea unui circuit simplu sursă de curent comandată în tensiune. Sînt două configurații posibile în funcție de sensul curentului de ieșire.

În fig. 3.11 este prezentată o schemă practică de convertor tensiune-curent, cu bornă a rezistenței de sarcină conectată la masă (sau eventual la o sursă de tensiune negativă).

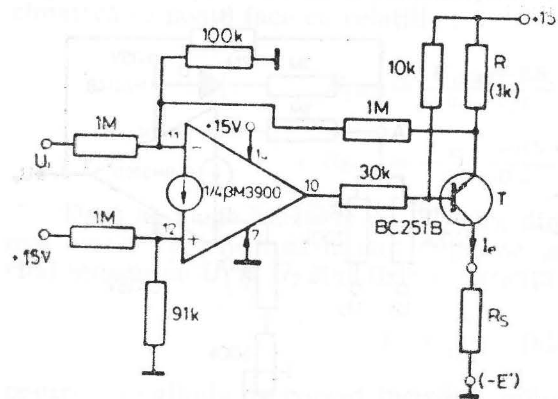


Fig. 3.11. Sursă de curent comandată în tensiune cu rezistența de sarcină conectabilă la masă.

Funcția de transfer a convertorului tensiune curent este

$$\frac{I_e}{U_i} = \frac{1}{R} \quad (3.11)$$

Pentru exemplul concret din fig. 3.11

$$\frac{I_0}{U_i} = 1 \left[\frac{\text{mA}}{\text{V}}\right]. \quad (3.12)$$

Valoarea maximă a rezistenței de sarcină, R_s, este determinată de valoarea maximă a curentului I_e, a tensiunii de alimentare $+E$ și eventual de valoarea sursei de tensiune negativă $-E'$. Dacă se dau I_e $+E$, $-E'$, rezistența de sarcină maximă se poate calcula cu relația

$$R_{SM} = \frac{E+E'-U_{CEm}}{I_e} - R, \quad (3.13)$$

unde U_{CEm} este tensiunea la limita regiunii de saturație a tranzistorului T (0,7 V).

Domeniul admis al tensiunilor de intrare este cuprins între 0 și o valoare maximă pozitivă determinată de valoarea maximă a curentului I_e, conform relației (3.11).

În fig. 3.12 este implementată o sursă de curent, cu sensul curentului prin rezistența de sarcină inversat față de cea anterioară. Pentru polarizarea corectă a tranzistorului T, o bornă a rezistenței de sarcină se conectează la $+E$ sau, eventual, la o altă sursă de tensiune pozitivă. Relația tensiune-curent este identică cu cea prezentată anterior.

Valoarea maximă a rezistenței de sarcină se calculează cu relația (3.13), unde se pune $E' = 0$ V.

Ideea unui convertor curent-tensiune este dată de principiul de funcționare al amplificatorului Norton (comandă în curent la intrare).

O primă configurație este prezentată în fig. 3.13. Se poate deduce ușor funcția de transfer curent-tensiune care are forma

$$U_e = I_i \cdot R. \quad (3.14)$$

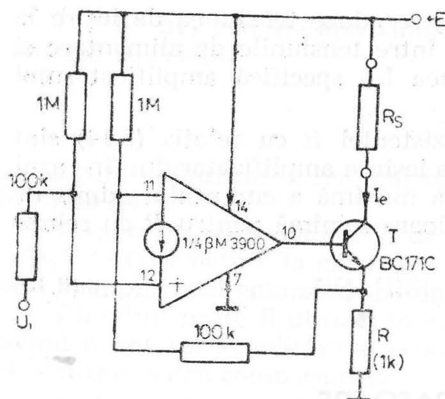


Fig. 3.12. Sursă de curent comandată în tensiune cu βM3900 și cu un tranzistor *npn*.

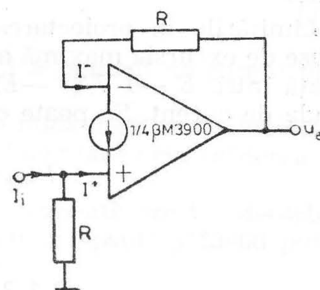


Fig. 3.13. Convertor curent-tensiune cu βM3900.

Valoarea maximă a curentului este limitată de valoarea maximă, I_i, admisă de oglinda de curent, de aproximativ 20 mA.

Excursia tensiunii de ieșire este de aproximativ E, practic între 0,1 V și E —1 V. Cu aceste limitări se poate dimensiona, cu relația (3.14), rezistența R în funcție de domeniul curentului I_i. Dezavantajul circuitului simplu prezentat constă în imposibilitatea începerii de la zero a conversiei curent-tensiune. Valoarea minimă a curentului de intrare I_i, de la care este adevărată relația (3.14) depinde de rezistența R și se poate calcula simplu :

$$I_{imin} = \frac{0.5}{R} \quad [\mathrm{mA}],\ [\mathrm{k}\Omega]. \tag{3.15}$$

Cu o alimentare simetrică a circuitului Norton ($+E$ și $-E$) se elimină dezavantajul menționat anterior.

Circuitul concret este prezentat în fig. 3.14. Funcția de transfer tensiune-curent este dată de relația (3.14), valabilă atît pentru sensuri pozitive, cît și negative ale curentului de intrare, inclusiv $I_i = 0$. Cu potențio-

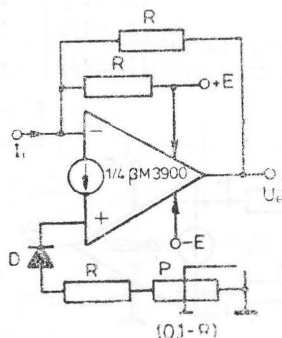


Fig. 3.14. Convertor curent-tensiune cu extinderea domeniului curentului de intrare.

metrul P, de valoare aproximativ 0,1 R, se aduce tensiunea de ieșire la zero cînd $I_i=0$, compensînd diferențele între tensiunile de alimentare și dintre tensiunea pe dioda D și tensiunea U_D specifică amplificatorului Norton.

Limitările în proiectarea valorii rezistenței R cu relația (3.14) sînt impuse de excursia maximă a tensiunii la ieșirea amplificatorului (în cazul de față între E —1 V și —E) și valoarea maximă a curentului admis de oglinda de curent. Se poate calcula o valoare minimă pentru R cu relația

$$R_{min}=\frac{20}{E-1,2}\quad [k\Omega],\ [V]. \tag{3.15}$$

3.1.3. COMPARATOARE

Curentul efectiv de comandă, I_B, al primului tranzistor din amplificatorul Norton este dat de diferența curenților I^- și I^+ ai celor două intrări. Amplificarea mare în curent (în jur de 10^6) face ca I_B să aibă valori foarte mici, de ordinul 20—50 nA, pentru orice nivel al tensiunii U_e de la ieșirea amplificatorului.

Dacă I_B este aproape zero, tensiunea U_e devine aproximativ E (tensiunea de alimentare). Dacă I_B depășește de cîteva ori valoarea nominală (20—50 nA), tensiunea de ieșire U_e devine practic zero.

Se realizează practic comparația între I^- și I^+ și implicit comparația între cele două tensiuni de intrare ce determină curenții respectivi. Observația făcută stă la baza funcționării circuitului comparator simplu din fig. 3.15.

În tabelul alăturat se prezintă stările ieșirii comparatorului în raport cu ordinea nivelelor celor două tensiuni de intrare. Zona de indecizie, U, depinde în principal de valoarea rezistenței R și de variația necesară, I_B, a curentului de comandă. O relație aproximativă de calcul este

U_1, U_2	U_0
$U_1>U_2$	0
$U_1<U_2$	V^+
$U_1=U_2$	nedeterminată

$$U\cong R\cdot\Delta I_B. \tag{3.16}$$

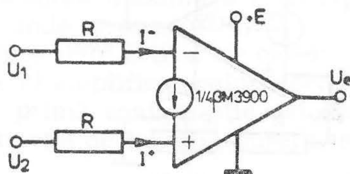


Fig. 3.15. Schema principală a unui comparator cu βM3900.

Practic ΔI_B este de aproximativ 50—100 nA. Rezistența R se dimensionează cu relația

$$R = \frac{U_2}{10 \div 20} \; [\text{M}\Omega], \qquad (3.17)$$

ce asigură amplificarea cea mai apropiată de 1 a oglinzii de curent de la intrarea „+".

Alegerea unei rezistențe R de valoare mai mică decît cea calculată cu relația (3.17) conduce la erori de indecizie suplimentare prin scăderea sub unu a amplificării oglinzii de curent.

Circuitul poate fi utilizat în aplicații ce nu necesită precizii deosebite, avînd avantajul simplității și economicității, cu o capsulă βM3900 putînd fi realizate patru comparatoare.

În fig. 3.16 se prezintă o aplicație concretă a unui circuit de semnalizare la depășirea unei valori prestabilite a tensiunii de intrare. Funcționarea este foarte simplă. La depășirea tensiunii de referință (reglabilă între 3 și 10 V), tensiunea de ieșire a amplificatorului devine $+E$, tranzistorul T se saturează și becul se aprinde semnalizînd depășirea.

O aplicație mai complexă este prezentată în fig. 3.17. Este vorba de un circuit multiprag pentru indicarea în trepte a nivelului mediu al unei tensiuni de intrare alternative. Cele patru LED-uri se aprind pe rînd la creșterea tensiunii U_i pe măsura depășirii succesive a celor patru tensiuni de referință. În tabelul 3.1 se poate urmări ordinea de aprindere a LED-urilor pentru diverse valori ale tensiunii redresate U_c față de tensiunile de referință (există relația $U_1 < U_2 < U_3 < U_4$).

Tabelul 3.1

U_c, U_1, U_2, U_3, U_4	D_1	D_2	D_3	D_4
$U_c < U_1$	stins	stins	stins	stins
$U_1 < U_c < U_2$	aprins	stins	stins	stins
$U_2 < U_c < U_3$	aprins	aprins	stins	stins
$U_6 < U_c < U_4$	aprins	aprins	aprins	stins
$U_c > U_4$	aprins	aprins	aprins	aprins

Primul amplificator realizează funcția de redresor de precizie monoalternanță (care constituie o altă aplicație a integratului βM3900). În lipsa

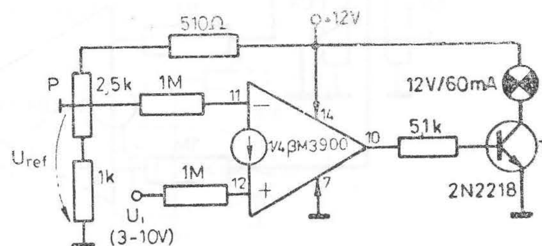


Fig. 3.16. Sesizor de nivel cu βM3900.

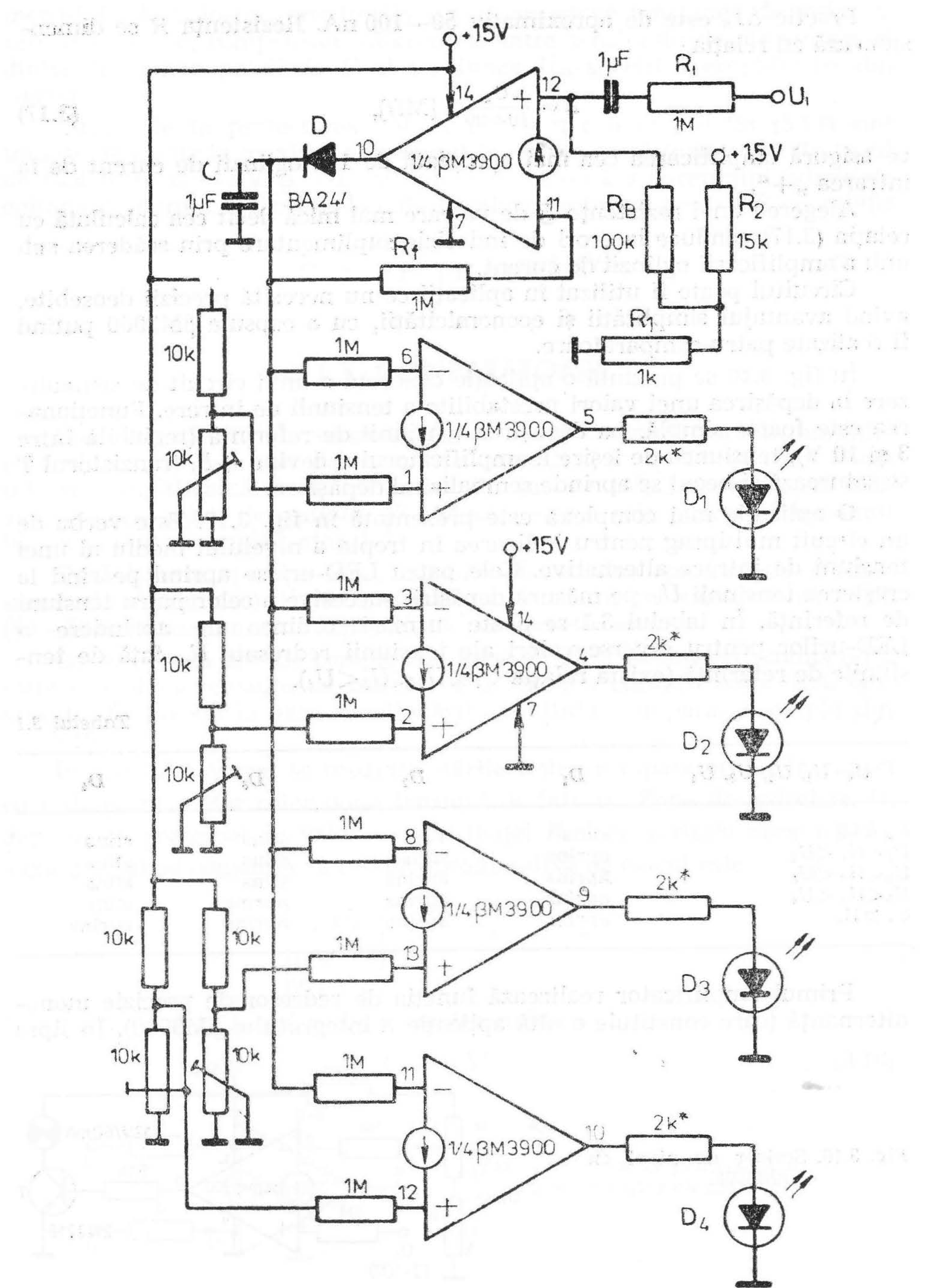


Fig. 3.17. VU-metru cu βM3900.

semnalului de intrare, pe capacitatea C există o tensiune inițială dată de relația

$$U_{c0}=\frac{E}{R_f}R_B+U_B\left(1-\frac{R_B}{R_f}\right). \tag{3.18}$$

Pentru exemplul concret, U_{c0}—0,6 V, valoarea tensiunii inițiale se va lua în considerare la stabilirea programelor de comparație (toate pragurile se vor ridica în sus cu valoarea U_{c0}).

Circuitul mai poate realiza și o amplificare

$$A_u=\frac{R_f}{R_i+r_d}, \tag{3.19}$$

unde

$$r_d=\frac{25}{I}\ [\text{k}\Omega],\ [\text{mA}]. \tag{3.20}$$

Pentru circuitul din fig. 3.17, $A_u \cong 1$.

O aplicație imediată a circuitului prezentat este sistemul indicator de tip VU-metru. Prin utilizarea a două sau trei capsule de βM3900 se poate realiza o comparație pe 8 sau 12 niveluri de semnal, deci, afișaj pe 8 sau 12 LED-uri. Circuitul se realizează simplu, prin extinderea schemei prezentate în fig. 3.17, fără a se afecta amplificatorul redresor pentru toate comparatoarele.

Printr-o modificare simplă, introducerea unei reacții de la un comparator la altul, se poate realiza o comandă secvențială a LED-urilor (un singur LED aprins pentru fiecare nivel de tensiune de intrare).

3.1.4. TRADUCTOR DE TEMPERATURĂ CU βM3900

Ideea circuitului este sugerată de particularizarea relației (8.4), în care, dacă se impune $U_1=U_2=0$, tensiunea de ieșire devine :

$$u_e=u_{BE}\left(1+\frac{R}{R_1}\right). \tag{3.21}$$

deci, o tensiune de ieșire multiplu de U_{BE} (tensiunea bază emitor a primului tranzistor din amplificator Norton). Se știe că tensiunea directă pe o joncțiune semiconductoare cu siliciu variază aproximativ cu —2 mV/°C la modificări ale temperaturii joncțiunii.

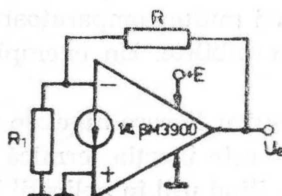


Fig. 3.18. Schema de principiu a traductorului de temperatură cu βM3900.

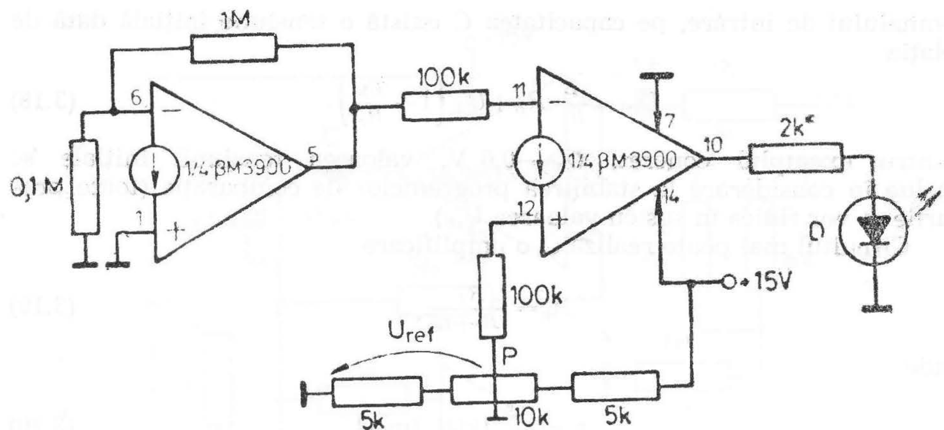


Fig. 3.19. Sesizor de temperatură maximă prestabilită cu afişaj prin LED.

Ca urmare, variaţia utilă la ieşirea traductorului este

$$\Delta U_e = -2\left(1+\frac{R}{R_1}\right)\ [\mathrm{mV/^\circ C}]. \quad (3.22)$$

O capsulă de βM3900 permite, pe lîngă funcţia de traductor, şi unele prelucrări ale tensiunii U_e cu celelalte trei amplificatoare. O aplicaţie se prezintă în fig. 3.19.

Este vorba de un senzor de temperatură extremă. Cu amplificatorul unu s-a implementat funcţia de traductor şi cu al doilea funcţia de comparator. Temperatura maximă sesizată se poate modifica din $+U_{ref}$, cu potenţiometrul P_0. La depăşirea valorii prestabilite a temperaturii, tensiunea de la ieşirea comparatorului devine $+E$ şi LED-ul se aprinde. În locul afişajului se poate conecta un element de execuţie, de exemplu un releu, ca în fig. 3.20, traductorul putînd fi utilizat într-o instalaţie de automatizare.

Cu valorile indicate se poate stabili orice valoare a temperaturii maxime sesizate, între aproximativ 10 °C şi 75 °C.

Reglajul circuitului este simplu. Se aduce capsula integratului la temperatura maximă ce trebuie sesizată (măsurată cu un termometru de precizie) şi se reglează potenţiometrul P pînă la aprinderea LED-ului sau acţionarea releului. Reglajul este necesar, existînd diferenţa de la o capsulă la alta a tensiunii U_{BE}.

Folosind mai multe comparatoare se pot sesiza mai multe niveluri de temperatură prestabilite. Un exemplu pentru trei niveluri este dat în fig. 3.21.

Reglajul pentru fiecare nivel se face ca mai sus. Dezavantajul acestui tip de traductor este inerţia termică relativ mare a capsulei integratului (cîteva minute), fiind util în aplicaţii lente variabile în timp.

Combinînd traductorul cu un amplificator sumator, din cele prezentate în subparagraful (3.1.1) se pot realiza circuite de măsurare continuă a temperaturii între anumite limite prestabilite.

3.2. GENERATOR DE FUNCȚII

Cu amplificatorul operațional Norton cuadruplu βM3900 se poate construi un generator de funcții, utilizînd un minim de componente electronice [59]. Schema prezentată în fig. 3.22 furnizează la ieșire trei tipuri de semnale cu polaritate pozitivă : sinusoidal, dreptunghiular și triunghiular. Amplificatorul operațional A_1, conectat ca integrator, generează semnalul triunghiular, care este utilizat ca semnal de intrare atît pentru formatorul de semnale dreptunghiular, cît și pentru generatorul de semnal sinusoidal. Comparatorul realizat cu amplificatorul operațional A_2 formează semnalul dreptunghiular, iar filtrul trece-bandă realizat cu amplificatorul operațional A_3 generează semnalul sinusoidal. Cel de-al patrulea amplificator operațional A_4, disponibil în capsulă, poate fi utilizat ca etaj de ieșire pentru oricare din semnalele generate.

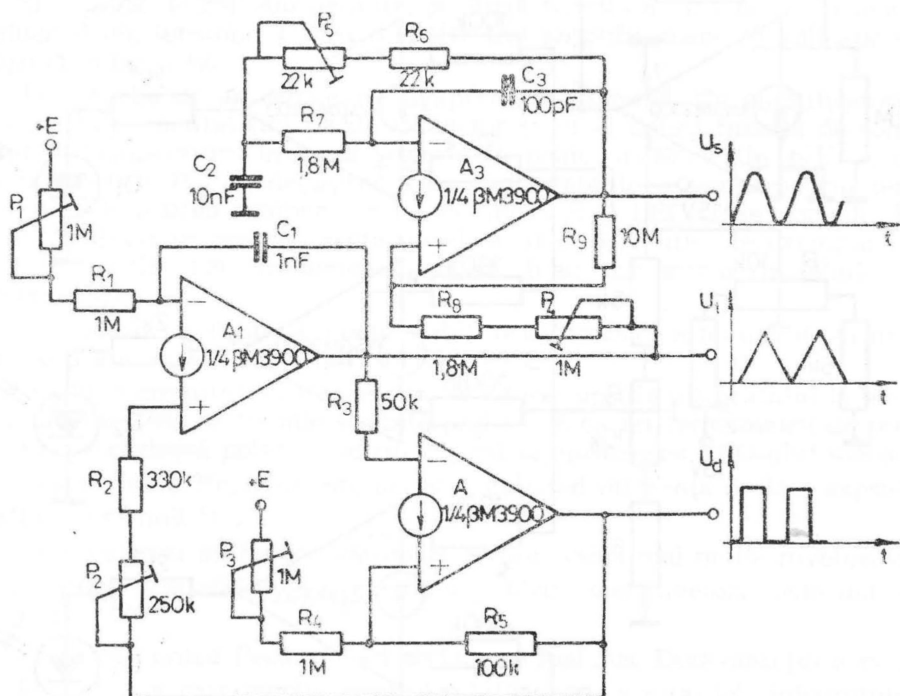


Fig. 3.22. Generator de funcții cu βM3900.

Frecvența de oscilație se poate calcula cu relația

$$f=\frac{1}{2\pi C_1(R_1+P_1)}, \tag{3.23}$$

și pentru valorile prezentate pe schemă este de aproximativ 1 kHz.

Schema se poate alimenta cu o singură tensiune continuă $+E$ în domeniul garantat pentru alimentarea amplificatorului operațional Norton cuadruplu βM3900 [31], (4—36 V pentru βM3900A, respectiv 4—18 V pentru βM3900B). Amplitudinea semnalelor furnizate depinde de tensiunea de alimentare și, pentru o valoare stabilită, se poate regla din potențiometrele P_1 — pentru semnalul triunghiular, P_3 — pentru semnalul dreptunghiular și P_4 — pentru semnalul sinusoidal.

Potențiometrul P_2 permite reglajul factorului de umplere, iar potențiometrul P_5, prin acordarea filtrului trece bandă, minimizează distorsiunile semnalului sinusoidal. Chiar fără o selecție prealabilă a componentelor pasive, distorsiunile de neliniaritate ale semnalului sinusoidal nu depășesc 2,5%.

3.3. FILTRE ACTIVE

Filtrele active realizate cu amplificatoare operaționale au la bază scheme de integratoare diferențiale [4]. Întrucît construcția integratoarelor diferențiale cu amplificatoare operaționale obișnuite necesită componente pasive suplimentare, filtrele active care utilizează amplificatoare operaționale cu intrare diferențială de curent (Norton) sînt mai ieftine și mai simplu de realizat. În fig. 3.23 se prezintă schema de bază a unui filtru activ versatil (trece-bandă și trece-jos) realizat cu trei din cele patru amplificatoare operaționale disponibile în capsula circuitului integrat βM3900. Schema conține două integratoare diferențiale realizate cu amplificatoarele operaționale AO_2 și AO_3 și un etaj de amplificare diferențial realizat cu amplificatorul operațional AO_1. Cel de-al patrulea amplificator operațional disponibil în capsula circuitului integrat βM3900 poate fi utilizat ca etaj amplificator-separator pentru unul din cele două semnale U_{e1} (trece-bandă), U_{e2} (trece-jos) disponibile la ieșirea filtrului. Proiectarea filtrului prezentat în fig. 3.23 presupune stabilirea frecvenței centrale f_0 a filtrului trece-bandă și a factorului de calitate dorit.

Pentru simplificare se poate considera

$$C_1=C_2=C \tag{3.24}$$

$$2R_1=R_2=R_3=R, \tag{3.25}$$

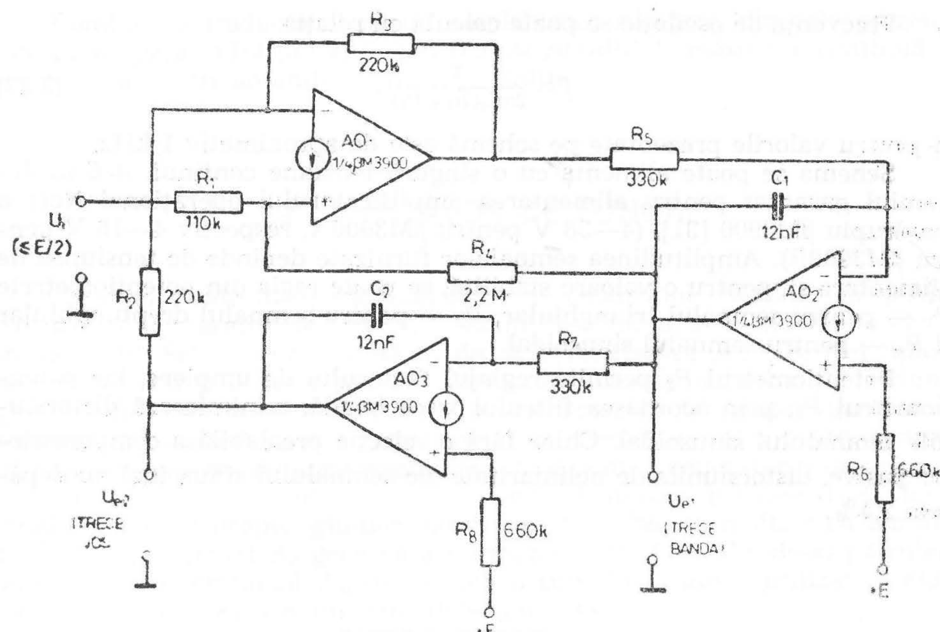


Fig. 3.23. Filtru activ trece-bandă și trece-jos cu trei amplificatoare.

cu valori convenabil alese (dacă se poate, condensatoare cu polistiren). Atunci se poate calcula

$$R_4 = R_1(2R-1) \tag{3.26}$$

$$R_5 = R_7 = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot C}. \tag{3.27}$$

Pentru polarizarea intrărilor neinversoare ale integratoarelor sînt necesare rezistoarele

$$R_6 = R_8 \cong 2R_5 \tag{3.28}$$

Cîștigul total al filtrului H_0 la mijlocul benzii de frecvență va fi

$$H_0 \cong \frac{R_4}{R_1} \tag{3.29}$$

Valorile indicate pe schema din fig. 3.23 au fost calculate pentru o frecvență centrală a filtrului activ trece-bandă $f_0 = 945$ Hz și o bandă de trecere $\Delta f = 50$ Hz, la un factor de calitate măsurat $Q = 20$.

Filtrul activ prezentat în fig. 3.24 utilizează numai două amplificatoare operaționale conectate ca integratoare diferențiale [81].

Frecvența centrală a filtrului trece-bandă se calculează cu relația

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{3.30}$$

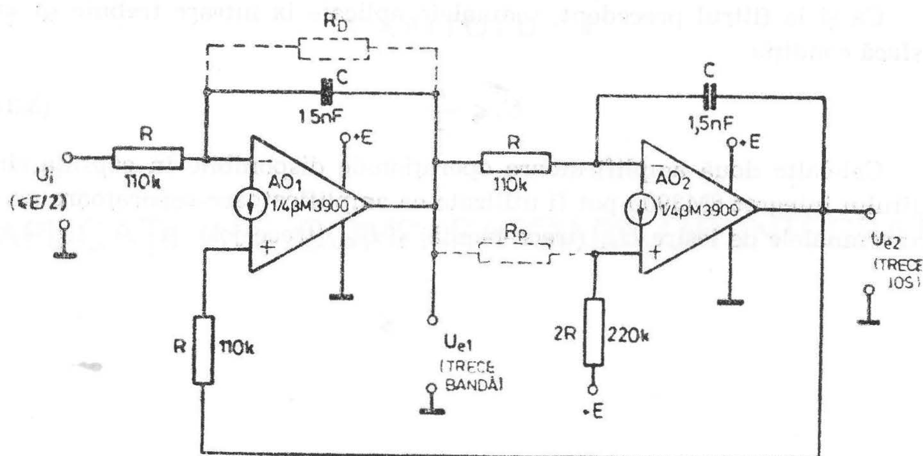


Fig. 3.24. Filtru activ cu două amplificatoare.

În schema filtrului din fig. 3.24, frecvenţa centrală măsurată este de aproximativ 950 Hz. Factorul de calitate al filtrului poate fi modificat cu ajutorul rezistoarelor R_D şi R_P. Pentru creşterea factorului de calitate trebuie adăugată rezistenţa R_P, iar pentru micşorarea factorului de calitate trebuie adăugată rezistenţa R_D.

Utilizînd $R_P = 10$ MΩ, factorul de calitate a crescut de la valoarea nominală ($Q = 250$) la $Q' = 260$, iar prin introducerea unei rezistenţe $R_D = 10$ MΩ, factorul de calitate a scăzut la $Q'' = 10$, aşa cum se poate constata pe caracteristica de frecvenţă a filtrului prezentată în fig. 3.25.

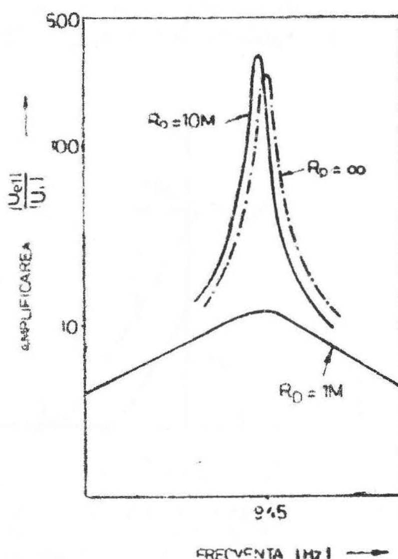


Fig. 3.25. Caracteristica de frecvenţă a filtrului din fig. 3.24.

Ca şi la filtrul precedent, semnalele aplicate la intrare trebuie să satisfacă condiţia

$$U_i \leqslant \frac{U}{2}. \tag{3.31}$$

Celelalte două amplificatoare operaţionale disponibile în capsula circuitului integrat βM3900 pot fi utilizate ca amplificatoare-separatoare pentru semnalele de ieşire U_{e1} (trece-bandă) şi U_{e2} (trece-jos).

CAPITOLUL 4

APLICAŢII ALE COMPARATOARELOR INTEGRATE

4.1. PARTICULARITĂŢI ŞI PARAMETRI SPECIFICI

Comparatoarele sînt amplificatoare operaţionale specializate, care indică prin mărimea tensiunii de ieşire dacă una din tensiunile de intrare este mai mare sau mai mică decît tensiunea celeilalte intrări, considerată drept referinţă. În fig. 4.1 a fost reprezentat simbolul unui comparator de tensiune, împreună cu caracteristica de transfer a circuitului (curba trasată cu linie continuă). În mod firesc, celor două valori limită U_{OL} şi U_{OH} ale tensiunii de ieşire li se asociază variabilele „0" şi „1", proprii circuitelor logice şi numerice. Această trăsătură plasează comparatoarele în familia circuitelor denumite „de interfaţă" [4] (semnal analogic la intrare — semnal logic la ieşire).

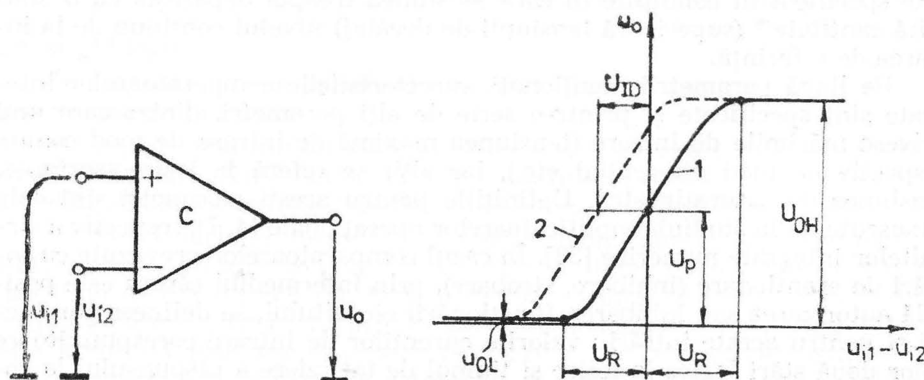


Fig. 4.1. Simbolul unui comparator de tensiune şi caracteristica de transfer aferentă acestui circuit. Cele două curbe corespund unei tensiuni nule de decalaj la intrare (1), respectiv unei tensiuni de decalaj U_{ID} (2).

În legătură cu caracteristica de transfer, reprezentată în fig. 4.1, se impune următoarea precizare. Deoarece sarcina comandată de comparator este, de regulă, un circuit logic, punctul median al caracteristicii de transfer trebuie să corespundă — în mod normal — tensiunii de prag U_p a circuitului logic (1,4 V în cazul familiei TTL). Cu alte cuvinte, pentru o tensiune de intrare diferențială nulă, tensiunea de ieșire trebuie să se situeze la valoarea de prag (fig. 4.1). Se asigură în acest fel ca punctul corespunzător unei tensiuni de intrare nule din caracteristica de transfer să fie „echidistant" față de cele două stări logice „0" și „1" la ieșire.

Utilizarea corectă a comparatoarelor integrate presupune cunoașterea următorilor parametri, mai importanți [7] :

— Rezoluția, definită ca tensiunea de intrare diferențială U_R necesară pentru a determina o decizie logică la ieșire (fig. 4.1). Ea depinde, evident, de cîștigul în tensiune A_u al comparatorului, conform relației

$$U_R = \frac{U_{OH}-U_p}{A_u} = \frac{U_p-U_{OL}}{A_u}, \qquad (4.1)$$

motiv pentru care este specificată uneori, indirect, prin ultimul parametru.

— Tensiunea de decalaj (U_{ID}), care reprezintă tensiunea diferențială ce trebuie aplicată la intrare pentru ca la ieșire să se atingă nivelul de prag U_p. Prezența decalajului determină deplasarea cu valoarea U_{ID} a caracteristicii reale de transfer (curba trasată punctat în fig. 4.1) față de caracteristica ideală (curba desenată cu linie continuă).

— Curentul de polarizare, definit ca media aritmetică a celor doi curenți de intrare pentru o tensiune de ieșire egală cu tensiunea de prag U_p.

— Curentul de decalaj la intrare, reprezentînd valoarea absolută a diferenței curenților de intrare pentru o tensiune de ieșire egală cu tensiunea de prag.

— Timpul de răspuns, dat de intervalul de timp dintre momentul aplicării la intrare a unui semnal treaptă de tensiune și momentul în care tensiunea la ieșirea comparatorului atinge valoarea U_p. Acest parametru este specificat în condițiile în care tensiunea treaptă depășește cu o anumită cantitate * (superioară tensiunii de decalaj) nivelul continuu de la intrarea de referință.

Pe lîngă parametrii menționați, caracteristicile comparatoarelor integrate sînt specificate și printr-o serie de alți parametri, dintre care unii privesc mărimile de intrare (tensiunea maximă de intrare de mod comun respectiv de mod diferențial etc.), iar alții se referă la ieșire (sortanța, tensiunea de saturație etc.). Definițiile pentru acești parametri sînt cele cunoscute de la studiul amplificatoarelor operaționale [4, 7], respectiv a circuitelor integrate numerice [38]. În cazul comparatoarelor prevăzute cu intrări de eșantionare (inhibare, strobare), prin intermediul cărora este posibilă autorizarea sau inhibarea funcționării circuitului, se definesc parametri și pentru aceste intrări : valorile curenților de intrare corespunzătoare celor două stări logice la ieșire și timpul de întîrziere a răspunsului la comanda de eșantionare.

* Overdrive (engl.) = supracomandă.

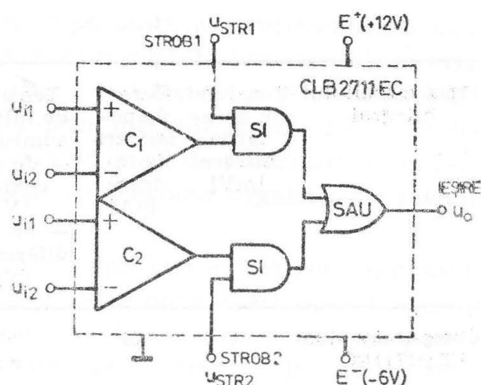


Fig. 4.2. Schema logică a comparatorului dual CLB2711EC.

În anexa 4.1 sînt prezentate valorile tipice pentru principalii parametri ai unor comparatoare monolitice produse în țară [7, 11, 39].

Comparatorul dual CLB2711EC, din prima generație, a fost conceput în vederea obținerii unui timp de răspuns minim, sacrificînd amplificarea (și deci rezoluția), precum și valoarea curentului de intrare, respectiv puterea disipată în circuit [7, 40]. Din punct de vedere logic, schema comparatorului dual se prezintă ca în fig. 4.2. Se constată că ieșirea circuitului reprezintă funcția logică SAU (în logica pozitivă) a ieșirilor celor două comparatoare C_1, C_2 ale dublului comparator integrat. Totodată, ieșirile comparatoarelor C_1, C_2 pot fi inhibate, ca urmare a conectării lor la intrările unor circuite ce realizează funcția logică SI (în logica pozitivă). Dependența tensiunii de la ieșirea comparatorului dual de nivelul semnalului u_{STR} aplicat intrărilor de strobare este dată de relația [40, 7]

$$u_o = u_{STR} - u_{BE}, \qquad (4.2)$$

în care $u_{BE} \cong 0{,}65$ V reprezintă tensiunea bază-emitor a unui tranzistor funcționînd în zona activă. Rezultă că pentru $u_{STR} = 0$, respectiv $u_{STR} = 3$ V, tensiunea de ieșire poate atinge nivelurile TTL corespunzătoare lui „0" și „1" logic.

În legătură cu comparatorul dual CLB2711EC, sînt demne de reținut și următoarele precizări.

— Ieșirile mai multor comparatoare pot fi conectate împreună realizîndu-se funcția „SAU CABLAT", în condițiile în care nivelurile tensiunii de ieșire rămîn în limitele admisibile pentru circuitele TTL sau DTL.

— Strict vorbind, ieșirea unui singur comparator nu este compatibilă TTL, curentul maxim ce poate fi absorbit în starea cu nivel coborît la ieșire fiind de cca 0,9 mA [7]. Pentru realizarea unei sortanțe unitare, diferența de curent pînă la 1,6 mA — necesară comandării unei porți TTL — este asigurată prin conectarea între ieșire și E^- a unei rezistențe exterioare mai mici de 8,6 kΩ. Se subliniază că, în principiu, este posibilă obținerea unei sortanțe mai mari ca 1, prin diminuarea corespunzătoare a rezistenței conectate între ieșire și E^-. În această situație este micșorată însă

Tipul circuitului integrat	Tensiune de decalaj la intrare [mV]	Curent de polarizare la intrare [μA]	Tensiuni de intrare admisibile — de mod comun [V] — de mod diferențial [V]	Amplificare în tensiune [V/V]	Timpul de răspuns [ns]	Observații
Comparator dual CLB2711EC	1	25	±7 ±5	1 500	40	— ieșire cu SAU cablat — intrări de eșantionare pentru fiecare canal — compatibil TTL, DTL
Comparator cuadruplu βM339 Comparator dublu βM393	2	0,25	—1,5 ... E+ 36	70 000	1 300	— include 4, respectiv 2 comparatoare independente și un etaj comun de alimentare — ieșiri cu colectorul în gol — compatibil TTL, DTL, ECL, MOS
Comparator de precizie ROB 311	2	0,1	— ±12	200 000	200	— intrare de eșantionare — compatibil TTL, MOS, RTL, DTL
Comparator de viteză ROB 760	1	8	— ±4,5	—	18	— ieșiri complementare și compatibile TTL — alimentare de la sursă simetrică

sensibil amplificarea în tensiune și deci rezoluția comparatorului, motiv pentru care se recomandă utilizarea unei sortanțe unitare.

— În aplicațiile care necesită un timp de răspuns cît mai mic, se recomandă alegerea soluției tranziției active din starea „1" în starea „0" (de durată mai scurtă decît comutarea inversă [7]).

Caracteristica favorabilă cea mai importantă a comparatorului dual CLB2711EC o constituie versatilitatea acestui circuit, determinată de existența în același cip a două comparatoare avînd ieșirile interconectate și a căror funcționare poate fi comandată prin intrările de strobare. Dintre dezavantaje se menționează curenții relativi mari de polarizare la intrare și necesitatea alimentării de la o sursă de tensiune negativă de valoare mai puțin uzuală ($E^- = -6$ V).

Comparatorul cuadruplu (dual) βM339 (βM393) a fost conceput utilizînd tehnicile specifice generației a III-a de amplificatoare operaționale și optimizat pentru o rezoluție bună, curenți de polarizare mici și putere consumată redusă, în defavoarea timpului de răspuns — de valoare relativ ridicată. Drept particularitate a acestui comparator se menționează ieșirea de tipul „cu colector în gol" (OPEN COLLECTOR), caracteristică ce sporește aplicabilitatea circuitului. La cele menționate se mai adaugă posibilitatea alimentării cu o singură tensiune, a cărei valoare variază în limite largi (2÷36 V).

Prezența ieșirii de tipul „cu colector în gol" impune precizarea că bornele de intrare ale comparatorului sînt astfel notate încît tranzistorul de ieșire, cu colectorul în gol, se găsește în stare blocată, respectiv saturată, după cum potențialul bornei „+" este mai mare, respectiv mai mic decît potențialul bornei „—". Se va observa că, în urma acestei convenții, semnificația notării bornelor unui comparator obișnuit este perfect aplicabilă și în cazul comparatorului cu ieșire de tipul „cu colector în gol", în situația că ieșirea este conectată printr-o rezistență la borna sursei E^+ (situație ce intervine frecvent în practică).

În aplicațiile care necesită o rezoluție ridicată (amplificare în tensiune de ordinul 10^5) și totodată un timp de răspuns bun (10^2 nanosecunde), se recomandă utilizarea comparatorului de precizie ROB311. Circuitul prezintă interes din punct de vedere aplicativ și ca urmare a faptului că este prevăzut cu o intrare de strobare prin care poate fi autorizată sau inhibată funcționarea comparatorului.

Circuitul ROB760 reprezintă comparatorul cu cel mai redus timp de răspuns dintre comparatoarele fabricate actualmente în țară. Conceput pentru a fi utilizat în convertoarele analog-numerice de viteză și ca detector de trecere prin zero în amplificatoarele de lectură pe disc și pe bandă, comparatorul prezintă două ieșiri complementare și compatibile TTL. Acest fapt permite simplificarea, în numeroase situații, a schemei circuitelor numerice comandate. Ca un neajuns se semnalează lipsa unei intrări de strobare, extrem de utilă în unele dintre aplicațiile pentru care circuitul a fost elaborat.

4.2. APLICAŢII ALE COMPARATORULUI DUAL CLB2711EC

Versatilitatea comparatorului dual CLB2711EC, subliniată anterior, este ilustrată de multitudinea de aplicaţii în care poate fi utilizat. Unele dintre acestea, cum sînt : discriminatorul de interval (cunoscut şi sub denumirea de „comparator fereastră") [4, 40], circuitul pentru citirea memoriilor cu ferite [41], detector pentru două canale cu comandă de afişaj [11] etc. sînt bine cunoscute de către utilizatori. În cele ce urmează vor fi pre-

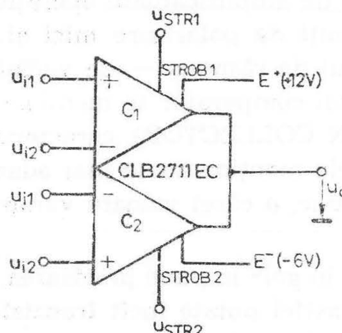


Fig. 4.3. Reprezentarea simplificată a schemei logice a comparatorului dual CLB2711EC.

zentate şi alte aplicaţii ale comparatorului dual, în care sînt exploatate eficient toate facilităţile pe care le oferă circuitul. Se precizează, totodată, că pe parcursul prezentării va fi utilizată ori de cîte ori este posibil, în locul schemei logice din fig. 4.2, reprezentarea simplificată echivalentă dată în fig. 4.3.

4.2.1. COMPARATOR DUAL CU REACŢIE POZITIVĂ TOTALĂ

Schema comparatorului dual cu reacţie pozitivă totală se prezintă ca în fig. 4.4, *a* [43]. În fig. 4.4, *b* este reprezentată caracteristica de transfer aferentă circuitului (cu linie continuă) comparativ cu caracteristica de transfer a comparatorului fără reacţie (curba trasată cu linie întreruptă).

Este lesne de constatat că pentru o tensiune diferenţială de intrare mai mică decît valoarea ΔU_R, necesară obţinerii la ieşire a nivelului U_1, tensiunea de ieşire a comparatorului C_2 va fi de nivel scăzut şi prin urmare nu va influenţa tensiunea u_o. În consecinţă, funcţionarea circuitului are loc în această situaţie conform caracteristicii de transfer fără reacţie (datorită comparatorului C_1). La atingerea nivelului U_1 de către tensiunea u_o, ca urmare a creşterii semnalului diferenţial de intrare, tensiunea la ieşirea comparatorului C_2 se măreşte determinînd creşterea tensiunii u_o. În urma acestui fapt este iniţiat un proces de reacţie pozitivă, care va determina comutarea comparatorului C_2, respectiv a comparatorului dual în starea cu nivel ridicat la ieşire.

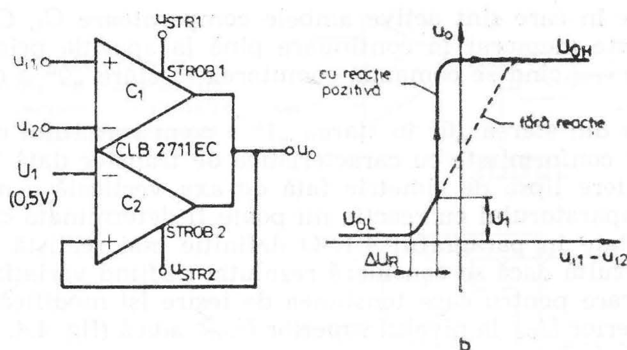


Fig. 4.4. Schema comparatorului cu reacţie pozitivă totală (a) şi caracteristica de transfer aferentă (b) (curba trasată cu linie continuă).

Este de remarcat că după comutare tensiunea u_o se menţine la nivel ridicat, indiferent de starea comparatorului C_1, ca urmare a buclei de reacţie pozitivă în care este inclus C_2. Datorită acestui fapt, parcurgerea caracteristicii de transfer a comparatorului dual în sensul corespunzător scăderii tensiunii diferenţiale de intrare este imposibilă, aşa cum rezultă — de altfel — şi din fig. 4.4, *b*. O nouă operaţie de comparare poate fi iniţiată numai după anularea tensiunii la ieşirea comparatorului C_2, prin comanda corespunzătoare a intrării de eşantionare aferente acestuia.

Comparatorul dual cu reacţie pozitivă prezintă cîteva aplicaţii imediate, după cum urmează.

a) Comparator de viteză şi rezoluţie ridicată, cu posibilităţi de strobare şi memorare a rezultatului comparării. Schema concretă şi diagramele impulsurilor de comandă aplicate intrărilor de eşantionare sînt prezentate în fig. 4.5. Procesele de comparare au loc pe durata impulsurilor

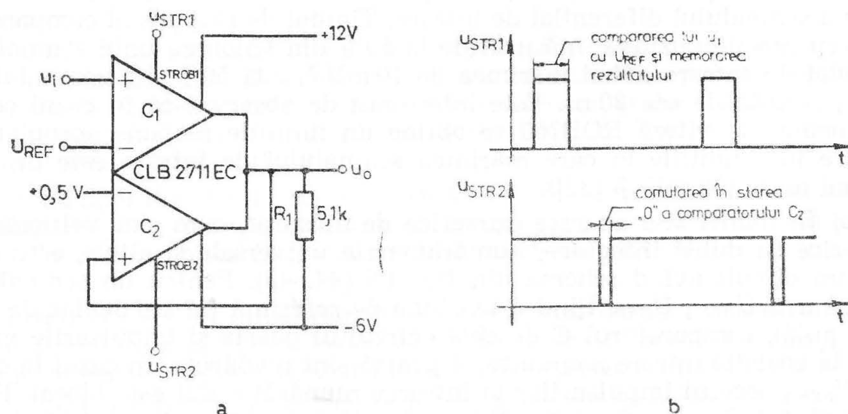


Fig. 4.5. Schema unui comparator de viteză şi rezoluţie ridicată, cu posibilităţi de memorare a rezultatului comparării (a). Diagramele impulsurilor de comandă aplicate intrărilor de eşantionare (b).

u_{STR1}, situație în care sînt active ambele comparatoare C_1, C_2. Rezultatul comparării este memorat în continuare pînă la apariția primului impuls de ștergere u_{STR2}, cînd se comandă comutarea în stare „0" a comparatorului C_2.

Tranziția din starea „0" în starea „1" a comparatorului dual cu reacție are loc în conformitate cu caracteristica de transfer dată în fig. 4.4, b. Avînd în vedere lipsa de simetrie față de axa verticală a acestei curbe, rezoluția comparatorului cu reacție nu poate fi determinată conform definiției prezentate în paragraful 4.1. O definiție mai realistă pentru acest parametru rezultă dacă se consideră rezoluția ca fiind variația ΔU_R a tensiunii de intrare pentru care tensiunea de ieșire își modifică valoarea de la nivelul inferior U_{OL} la nivelul superior U_{OH}, adică (fig. 4.4, b)

$$\Delta U_R = \frac{U_1 - U_{OL}}{A_u}. \quad (4.3)$$

Pentru $A_u = 1\,500$ și $U_{OH} = 2{,}4$ V, în cazul comparatorului fără reacție pozitivă rezultă $U_R \cong 0{,}66$ mV (rel. 4.1), în timp ce pentru $U_1 = 0{,}5$ V și $U_{OL} = 0{,}4$ V se obține $\Delta U_R = 0{,}066$ mV. Comparînd, acum, valorile $\Delta U_R = 0{,}066$ mV și $2U_R = 2 \cdot 0{,}66$ mV, pentru care se realizează în ambele situații o tranziție din starea „0" în starea „1" la ieșire, se constată că rezoluția comparatorului cu reacție pozitivă este de cca 20 de ori mai bună decît rezoluția comparatorului dual. Mai mult decît atît, această performanță remarcabilă se obține în condițiile în care parametrii ce caracterizează mărimile de intrare ale comparatorului nu sînt afectați ca urmare a aplicării reacției pozitive.

Trebuie subliniat însă, ca un dezavantaj, faptul că nivelul U_{OL} influențează direct rezoluția ΔU_R. Pentru a garanta o anumită valoare minimă a parametrului, se impune un calcul riguros al mărimilor U_1 și U_{OL}.

Efectele favorabile ale aplicării reacției pozitive se manifestă și în ce privește timpul de răspuns, avînd în vedere că procesul de comutare odată inițiat se desfășoară accelerat și independent de valoarea și viteza de variație a semnalului diferențial de intrare. Timpul de răspuns al comparatorului cu reacție pozitivă, măsurat de la 50% din valoarea unui semnal sinusoidal de intrare avînd mărimea de 10 mV$_{PP}$* la 50% din semnalul de ieșire, rezultă de cca 20 ns. Este interesant de observat că în cazul comparatorului de viteză ROB760 se obține un timp de răspuns apropiat ca valoare în condițiile în care mărimea semnalului de intrare este de trei ori mai mare (30 mV$_{PP}$* [32]).

b) În numeroase aparate numerice de măsurat, cum sînt voltmetrele numerice cu dublă integrare, numărătoarele universale și altele, este utilizat un circuit avînd schema din fig. 4.6 [44, 45]. Pentru un semnal de intrare $u_i \gg U_{REF}$, U_{REF} fiind o tensiune de referință (în particular de valoare nulă), comparatorul C deschide circuitul poartă și impulsurile existente la cealaltă intrare a circuitului poartă sînt numărate. În cazul în care $u_i < U_{REF}$, accesul impulsurilor la intrarea numărătorului este blocat. Precizia măsurărilor în care este utilizat circuitul descris mai sus depinde de

* PP (peak-to-peak) = vîrf la vîrf (engl.).

Fig. 4.6. Circuit utilizat frecvent în aparatura numerică de măsurat (numărătoare universale, voltmetre numerice cu dublă integrare etc).

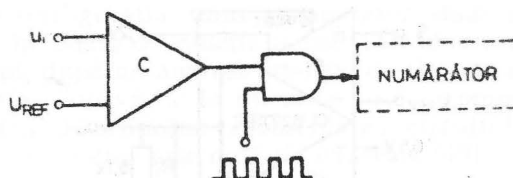
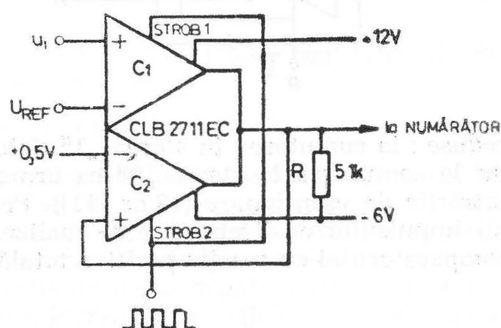


Fig. 4.7. Modul de comandă al unui comparator cu reacția pozitivă totală care realizează funcția circuitului din fig. 4.6.



rezoluția și timpul de răspuns al comparatorului, parametri ale căror valori trebuie să fie cît mai mici [45].

Dezideratele menționate mai sus sînt simultan satisfăcute dacă comparatorul *C* și circuitul poartă din fig. 4.6 sînt realizate cu ajutorul unui comparator cu reacție pozitivă totală, conectat ca în fig. 4.7 [43]. Se constată ușor că în intervalul dintre impulsurile ce urmează a fi numărate și care sînt aplicate intrărilor de strobare, nivelul tensiunii la ieșire va fi coborît, indiferent de mărimea tensiunii diferențiale de la intrare. Pe durata acestor impulsuri pot exista următoarele două situații :

— $u_i < U_{REF}$, caz în care tensiunea la ieșirea circuitului este de nivel coborît ;

— $u_i \geqslant U_{REF}$, situație în care se obține la ieșire un nivel ridicat (adică palierul unui impuls). Din cele prezentate rezultă că impulsurile aplicate intrărilor de strobare vor fi transmise la ieșire numai dacă $u_i \geqslant U_{REF}$, astfel încît comparatorul din fig. 4.7 este echivalent, sub aspect funcțional, cu circuitul reprezentat în fig. 4.6.

c) Comparatorul cu reacție pozitivă totală se pretează, datorită capacității de memorare a rezultatului comparării, spre a fi utilizat drept circuit basculant bistabil *R—S* cu prag de declanșare reglabilă (fig. 4.8) [46].

Intrarea „+" a comparatorului C_1 reprezintă borna „*S*" a bistabilului *R—S*. Bascularea în starea logică „1" este evidentă, posibilă, numai dacă amplitudinea semnalului aplicat intrării „*S*" depășește nivelul de referință U_{REF}. Pentru rebascularea circuitului în starea „0" se anulează, prin aplicarea unui impuls scurt, potențialul intrărilor de strobare, care constituie borna „*R*" a bistabilului. Circuitul prezintă timpi de comutare de valori

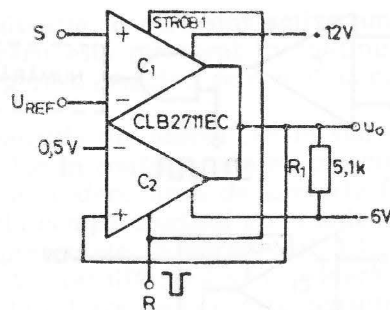


Fig. 4.8. Utilizarea comparatorului dual cu reacție pozitivă totală drept bistabil *R—S* cu prag de declanșare reglabil.

reduse : la comutarea în starea „1" datorită procesului de reacție pozitivă, iar la comutarea în starea „0" ca urmare a timpului de răspuns scurt pe intrările de eșantionare (12 ns [11]). Procesul de comparare al amplitudinii impulsului de declanșare se realizează cu rezoluția ridicată, specifică comparatorului cu reacție pozitivă totală.

4.2.2. CIRCUIT BASCULANT MONOSTABIL

Utilizarea comparatoarelor în scheme de circuite basculante monostabile este posibilă datorită valorilor reduse ale timpului de răspuns. Comparativ cu schemele consacrate de circuite basculante monostabile [47], monostabilele cu comparator prezintă avantajul că permit stabilirea cu ușurință și precizie a unui anumit nivel de declanșare la intrare.

În fig. 4.9, *a* este prezentată schema unui circuit basculant monostabil realizat cu comparatorul dual CLB2711EC [42].

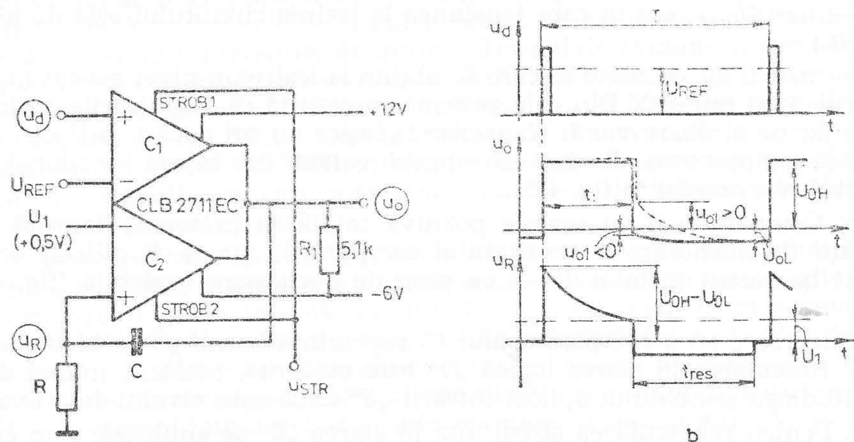


Fig. 4.9. Schema circuitului basculant monostabil realizat cu comparatorul dual CLB2711EC (a) și diagramele de timp ale tensiunilor în principalele puncte ale circuitului (b).

În esență, circuitul prezintă configurația unui comparator dual cu reacție pozitivă, cu diferența că în bucla de reacție a fost introdus condensatorul C. Datorită acestui fapt, după un anumit interval de timp t_i de la declanșare, tensiunea de reacție pozitivă de la intrarea „+" a comparatorului C_2 scade sub nivelul U_1, determinînd rebascularea circuitului (fig. 4.9, b). Durata t_i a impulsului generat este dată de expresia [46]

$$t_i = RC \ln \frac{U_{OH} - U_{OL}}{U_1}. \tag{4.4}$$

Pentru valorile uzuale $U_{OH} - U_{OL} \cong 3{,}5$ V și $U_1 = 0{,}5$ V, egalitatea de mai sus poate fi scrisă sub forma utilă în proiectare

$$t_i = 1{,}95\ RC. \tag{4.5}$$

După generarea unui impuls, monostabilul tinde spre starea lui inițială, în care ajunge după un interval de timp t_{res}, numit timp de restabilire. Dependent de valoarea rezistenței R, inițierea procesului de restabilire poate avea loc în condițiile în care tensiunea de ieșire a monostabilului este pozitivă ($u_{o1} > 0$), respectiv nulă sau negativă ($u_{o1} \leqslant 0$) [46]. În continuare, tensiunea u_o tinde spre valoarea $U_{OL} = -(0{,}5 \ldots 0{,}7)$ V, așa cum este ilustrat în fig. 4.9, b (diagrama trasată cu linie continuă pentru $u_{o1} < 0$ și cu linie întreruptă corespunzător lui $u_{o1} > 0$).

Regimul de funcționare corespunzător lui $u_{o1} > 0$ este, evident, necorespunzător, deoarece mărește durata frontului de cădere a impulsului generat. Din punct de vedere aplicativ prezintă, deci, interes, cazul în care imediat după rebasculare $u_{o1} \leqslant 0$. Valoarea rezistenței R care asigură funcționarea în acest regim rezultă conform inegalității [46]

$$R \geqslant \frac{U_{OH} - U_1}{I_{OL} + I_{R1}}. \tag{4.6}$$

În expresia de mai sus $I_{OL} \cong 0{,}9$ mA reprezintă curentul ce poate fi absorbit de la sarcină de către comparatorul dual, în starea cu nivel coborît la ieșire, iar $I_{R1} = (E^- - u_{o1})/R_1$ semnifică curentul ce parcurge rezistența R_1 imediat după rebasculare. Considerînd valorile uzuale $U_{OH} - U_1 \cong 3{,}5$ V și $I_{R1} = 1$ mA, în acord cu inegalitatea (4.6) se impune ca

$$R \geqslant 1{,}85\ \text{k}\Omega. \tag{4.7}$$

Pentru determinarea duratei timpului de restabilire se are în vedere că în intervalul t_{res}, condensatorul C se descarcă cu o constantă de timp dată, cu o bună aproximație, de produsul RC [46]. Pe baza acestei observații, durata timpului de restabilire rezultă conform expresiei [47]

$$t_{res} = 3RC. \tag{4.8}$$

Relațiile (4.5) și (4.7) permit calculul elementelor R, C ale circuitului basculant monostabil în funcție de durata necesară a impulsului generat. De regulă, se adoptă R în conformitate cu condiția impusă de inegalitatea (4.7), după care se calculează mărimea capacității C utilizînd relația (4.5). Durata timpului de restabilire rezultă conform expresiei (4.8).

Circuitul basculant monostabil avînd schema din fig. 4.9, *a* este prevăzut cu posibilitatea autorizării, respectiv inhibării funcționării circuitului, prin comanda corespunzătoare a intrărilor de eșantionare (tensiunea u_{STR}).

Drept încheiere se subliniază că, spre deosebire de schema cunoscută de circuit basculant monostabil cu comparator [4], monostabilul realizat cu comparator dual prezintă avantajul că durata impulsului generat nu depinde de nivelul U_{REF} stabilit la intrare.

4.2.3. GENERATOARE DE TENSIUNE TRIUNGHIULARĂ

Schemele cunoscute în literatură de generatoare de tensiune triunghiulară, bazate pe utilizarea amplificatoarelor operaționale și a comparatoarelor [4], prezintă dezavantajul că nu permit reglarea amplitudinii undei generate. În cele ce urmează va fi prezentat un circuit pentru generarea impulsurilor triunghiulare, care evită neajunsul menționat mai sus, asigurînd totodată posibilitatea reglării independente a pantei de creștere respectiv de scădere a tensiunii furnizate.

Schema circuitului, prezentată în principiu în fig. 4.10, *a*, se caracterizează prin simplitate, rezultată ca urmare a utilizării comparatorului dual într-o conectare originală [48]. Pentru ușurința expunerii, comparatorul dual a fost reprezentat prin schema logică echivalentă (paragraful 4.1).

Presupunînd că tensiunea de ieșire u_o are nivel logic coborît, condensatorul C se va încărca cu un curent constant I_1, prin intermediul cheii electronice K (conectată în poziția „1“). Drept rezultat, tensiunea u_c va crește liniar în timp (fig. 4.10, *b*). Acest proces continuă pînă la depășirea valorii de prag U_{p1}, cînd nivelul logic al tensiunilor u_1, respectiv u_o devine ridicat („1“ logic).

Modificarea lui u_0 determină comutarea cheii K, fiind inițiat procesul de descărcare al condensatorului C, cu un curent constant de valoare I_2. Totodată, prin micșorarea tensiunii u_c, comparatorul C_1 revine în starea logică „0“. Acest fapt nu modifică însă nivelul tensiunii u_0, deoarece comparatorul C_2 se găsește în starea cu nivel „1“ logic la ieșire.

Trecerea de la procesul de descărcare la un nou proces de încărcare are loc în mod similar celor expuse mai sus, la scăderea tensiunii u_c sub nivelul de referință U_{p2}. Totodată, ca urmare a creșterii tensiunii u_c, comparatorul C_2 rebasculează, tinzînd să modifice din „0“ în „1“ logic nivelul tensiunii u_2 (diagrama trasată cu linie întreruptă). O asemenea modificare este nedorită, deoarece determină o valoare „1“ logic a tensiunii u_0, fapt ce ar împiedica continuarea procesului de încărcare.

Menținerea la nivel coborît a tensiunilor u_2, respectiv u_0, după inițierea procesului de încărcare, se realizează prin conectarea intrării de eșantionare STROB2 la ieșirea comparatorului dual (fig. 4.10, *a*).

Din cele prezentate rezultă că tensiunea triunghiulară se obține la bornele condensatorului C. Amplitudinea acestei tensiuni în domeniul valorilor pozitive și negative poate fi reglată independent, prin modificarea

tensiunilor de prag U_{p1}, U_{p2}. Este posibilă, de asemenea, reglarea pantei de creștere, respectiv descreștere, modificînd valorile curenților I_1 și I_2. Perioada de repetiție a impulsurilor triunghiulare generate depinde atît de tensiunile U_{p1}, U_{p2}, cît și de curenții I_1, I_2, conform relației (fig. 4.10, *b*).

$$T = C(U_{p1} - U_{p2}) \frac{I_1 + I_2}{I_1 I_2}. \qquad (4.9)$$

În expresia de mai sus s-a considerat că $U_{p1} > 0$, respectiv $U_{p2} < 0$.

Schema electronică a circuitului analizat mai sus este dată în fig. 4.11. Circuitul include ca elemente esențiale comparatorul dual CI_1, cheia electronică realizată cu diodele $D_1, \ldots, D_4$, conectate după o schemă în punte, precum și generatoarele de curent constant utilizînd tranzistoarele T_1, T_3. În scopul reducerii zonei de indecizie și a îmbunătățirii timpului de răspuns al comparatorului, acesta este urmat de un circuit basculant Schmitt realizat cu două circuite invertoare integrate (CI_2). Un al treilea circuit invertor asigură semnalul necesar pentru comanda intrării de eșantionare STROB2.

Pentru reglarea pantei de creștere și descreștere a tensiunii triunghiulare se modifică curenții furnizați de generatoarele de curent constant, utilizînd potențiometrele P_1, respectiv P_2. Valorile extreme ale tensiunii generate pot fi reglate prin intermediul tensiunilor de prag U_{p1}, U_{p2}.

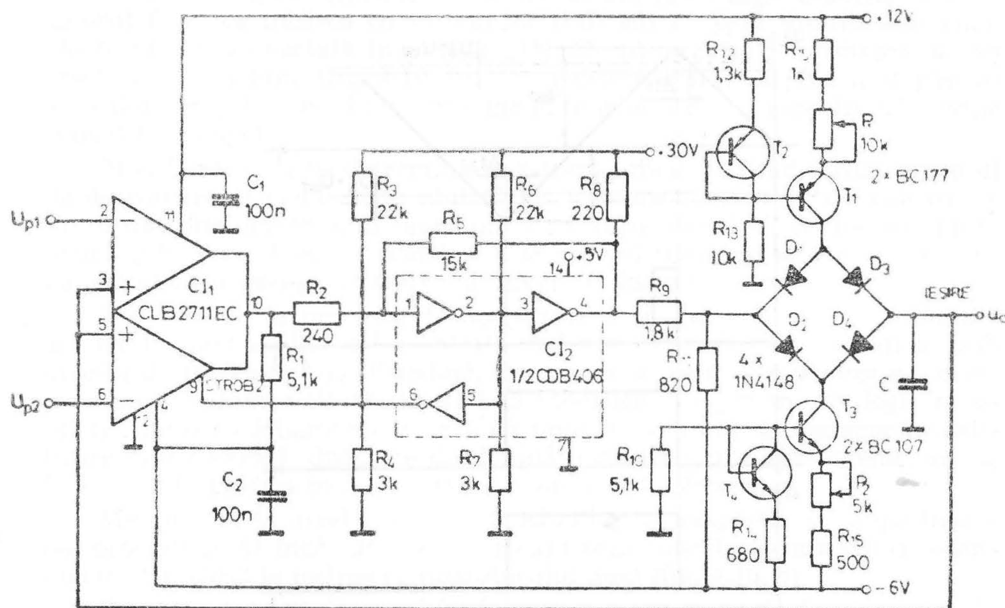


Fig. 4.11. Schema electronică a generatorului de tensiune triunghiulară.

Cu valorile componentelor indicate în schemă, curenții I_1 și I_2 pot fi modificați, acoperitor, în limitele 0,1—1 mA. Considerînd $C=0,1\ \mu F$ și $U_{p1}=2,5$ V, $U_{p2}=-2,5$ V, perioada de repetiție a tensiunii generate poate fi variată între $(10^{-1}-10^{-3})$ s.

O calitate a circuitului elaborat o constituie faptul că valorile extreme ale tensiunii generate diferă neglijabil de tensiunile de prag U_{p1}, U_{p2}. Mărimile U_{p1}, U_{p2}, la rîndul lor, pot fi măsurate cu erori mici, ca valori ale unor tensiuni continue. Rezultă că circuitul se pretează a fi utilizat în acele aplicații, în care este necesară cunoașterea cu o precizie relativ ridicată a amplitudinilor u_{m1}, u_{m2} (fig. 4.10, b).

Dacă diferența

$$e_i = U_{pi} - u_{mi}, \quad i=1,2 \tag{4.10}$$

reprezintă eroarea de amplitudine în domeniul tensiunilor pozitive ($i=1$), respectiv negative ($i=2$), valorile extreme ale lui $|e_i|$ rezultă conform relației (fig. 4.10, b).

$$|e_i| \leqslant |U_{ID}| + |U_{od}| + \Delta t_i S_i, \quad i=1,2. \tag{4.11}$$

În expresia de mai sus S_1 și S_2 reprezintă viteza de creștere, respectiv de scădere a tensiunii u_r, iar prin Δt_1, Δt_2 au fost notați timpii de răspuns ai comparatoarelor C_1, C_2 la comutarea în „1", respectiv „0" logic, corespunzători unei supracomenzi $U_{od} \cdot U_{ID}$ reprezintă tensiunea de decalaj.

Relația (4.11) evidențiază următoarele aspecte importante :

— În scopul micșorării erorii de amplitudine se impune utilizarea unor comparatoare cu tensiune de decalaj cît mai redusă și timpi de răspuns scăzuți.

— Eroarea $|e_i|$, pentru o amplitudine dată la ieșire, crește o dată cu frecvența de repetiție a undei generate, putînd constitui — în anumite situații — un factor restrictiv pentru frecvența maximă atinsă.

Se menționează că atît în fig. 4.10, b, cît și în considerațiile de mai sus a fost neglijată întîrzierea introdusă la comutare de circuitul basculant Schmitt și cheia electronică K. Efectul acestei întîrzieri este identic cu cel determinat de timpii de răspuns ai comparatoarelor și prin urmare valorile ei (în general diferite pentru comutarea în „1", respectiv „0" logic) trebuie incluse în mărimile Δt_1, Δt_2.

Timpii de răspuns ai circuitului din fig. 4.11 (inclusiv întîrzierea introdusă de circuitul basculant Schmitt și cheia K), măsurați pentru o tensiune de supracomandă $U_{od}=1$ mV, au rezultat $\Delta t_1 = \Delta t_2 \cong 70$ ns. Avînd în vedere că pentru comparatorul dual, la limită, $U_{ID}=5$ mV [11], în conformitate cu relația (4.11) se obține $|e_i| \leqslant 7,75$ mV, corespunzător unei viteze de creștere respectiv descreștere de 25 V/ms.

O schemă cu performanțe superioare celei reprezentate în fig. 4.11, rezultate ca urmare a înlocuirii comparatorului dual cu două comparatoare prevăzute cu reacție pozitivă totală, este prezentată în [49].

4.2.4. DETECTOARE DE VÎRF

Comparatoarele reprezintă, alături de amplificatoarele operaționale, dispozitive electronice larg utilizate în detectoarele de vîrf [4, 50, 51, 52]. În mod deosebit, prezența comparatorului dual în detectoarele de vîrf și de valoare extremă conferă acestor circuite valențe și posibilități greu de atins cu schemele clasice cunoscute [52, 54, 55, 56]. Pentru o ilustrare mai aprofundată a acestei afirmații, va fi prezentată în cele ce urmează schema unui detector de valori extreme realizat cu comparatorul dual CLB2711EG [56].

Funcția pe care trebuie să o realizeze un detector de valori extreme constă în investigarea tensiunii de intrare atît în domeniul valorilor pozitive cît și negative și furnizarea la ieșire a unei tensiuni de mărime egală cu valoarea extremă atinsă la intrare, precum și a unei informații privind semnul extremului. Este de preferat ca, indiferent de semnul extremului, tensiunea de la ieșirea detectorului să aibă aceeași polaritate, în vederea unei mai ușoare prelucrări ulterioare.

Utilizarea detectoarelor de vîrf pentru realizarea unui circuit care să satisfacă dezideratele menționate mai sus conduce la o schemă relativ complexă și care prezintă erori suplimentare față de erorile detectoarelor de vîrf componente [56]. O soluție în care sînt evitate aceste dezavantaje, ca urmare a utilizării unui comparator dual, este prezentată în principiu în fig. 4.12 [56].

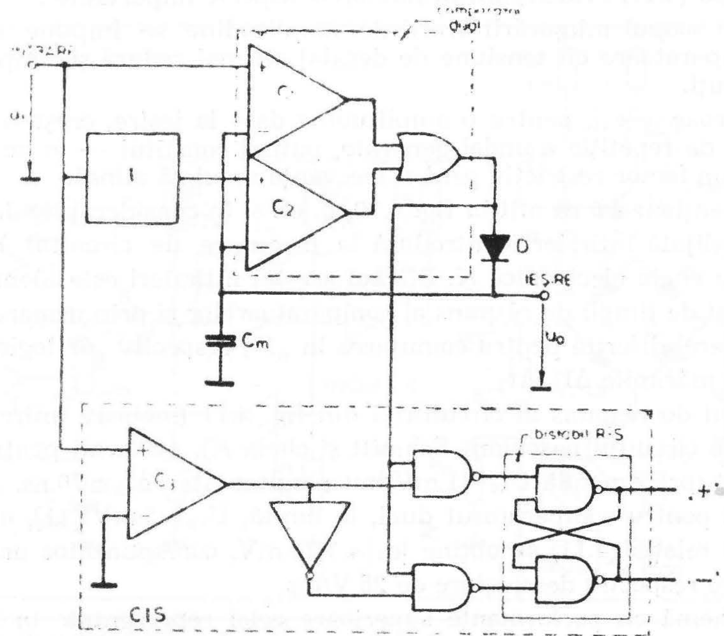


Fig. 4.12. Detector pentru valori extreme realizat cu un comparator dual. Schemă de principiu.

Comparatoarele C_1, C_2 alcătuiesc împreună cu circuitul SAU, dioda D și condensatorul de memorare C_m — ca elemente comune — două detectoare de vîrf [7]. Primul detector reține valoarea de vîrf pozitivă iar cel de al doilea sesizează, datorită invertorului I de la intrare, valoarea de vîrf negativă. Dat fiindcă memorarea tensiunilor de vîrf se face la bornele aceluiași condensator C_m, acesta va fi încărcat numai atunci cînd valoarea momentană a semnalului investigat, pozitivă sau negativă, depășește în valoare absolută valorile momentane precedente. În această situație, la bornele condensatorului de memorare se obține o tensiune de mărime egală cu valoarea extremă atinsă la intrare.

Stabilirea semnului extremului se realizează cu circuitele din blocul *CIS* (circuitele pentru indicarea semnului), după cum urmează. Ori de cîte ori mărimea tensiunii de intrare depășește valoarea maximă precedentă, unul dintre comparatoarele C_1, C_2 și în consecință și ieșirea circuitului SAU, trec pe o anumită durată în starea logică „1" (logică pozitivă). Drept urmare, în funcție de nivelul semnalului de la ieșirea comparatorului C_3, are loc bascularea bistabilului *R—S*. Dacă, spre exemplu, depășirea are loc în domeniul tensiunilor pozitive, cînd comparatorul C_3 se găsește în starea logică „1", bistabilul este comutat încît se obține „1" logic la ieșirea „+". În mod similar, pentru o depășire în domeniul valorilor negative, bistabilul este basculat în starea complementară. Cum ultima depășire corespunde valorii extreme a semnalului analizat, rezultă că starea finală a bistabilului va indica polaritatea extremului.

Este de remarcat simplitatea deosebită a schemei analizate, comparativ cu alte variante posibile, rezultată mai cu seamă ca urmare a ideii memorării tensiunii corespunzătoare valorii extreme la bornele unui singur condensator C_m. Trebuie subliniată, totodată, realizarea facilă a circuitului detector, avînd în vedere că cele două comparatoare și circuitul SAU reprezintă, de fapt, un singur circuit integrat (un comparator dual).

Schema electronică a detectorului de valori extreme (fără circuitele CIS pentru indicarea semnului, suficient de detaliate în fig. 4.12) este reprezentată în fig. 4.13. Circuitul invertor include un amplificator operațional IC_1, căruia i s-a aplicat o reacție de compensare de tipul cu „cuplaj-înainte" [7], în scopul obținerii unei benzi de trecere cît mai largi. Printr-o alegere potrivită a parametrilor elementelor din circuitul de reacție (C_1, C_2) s-a urmărit realizarea unei caracteristici de răspuns la impuls fără supracreșteri, care ar putea determina erori suplimentare. Spre deosebire de schema de principiu dată în fig. 4.12, circuitul detector include un repetor pe sursă (T_1). Repetorul face ca impedanța conectată la bornele condensatorului de memorare C_7 să fie suficient de ridicată, încît să rezulte o viteză de alterare redusă a tensiunii memorate (mai mică de 0,5 mV/s). Pentru delimitarea intervalelor de timp pe durata cărora este urmărit semnalul de intrare, se activează, respectiv se inhibă comparatorul dual cu un semnal de comandă corespunzător (nivel TTL), aplicat intrărilor de eșantionare (u_{STR}). Întrerupătorul K, normal deschis, servește la descărcarea completă a condensatorului de memorare înaintea inițierii unui nou proces de investigare.

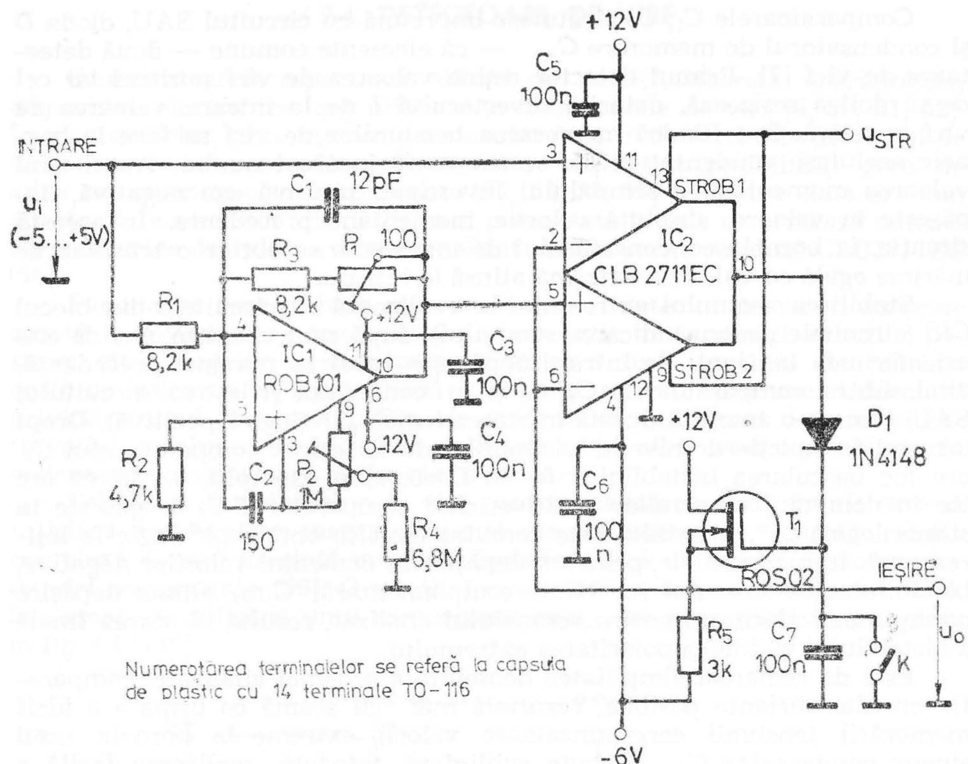


Fig. 4.13. Schema electronică a detectorului pentru valori extreme (fără circuitul de indicare a semnului).

În cazul detectorului din fig. 4.13 pot fi utilizate și alte circuite pentru indicarea semnalului extremului. Un asemenea circuit, a cărui funcționare se bazează pe posibilitatea activării/inhibării comparatorului dual prin intermediul intrărilor de eșantionare, este prezentat în [56, 54].

4.2.5. CIRCUITE GENERATOARE DE IMPULSURI DREPTUNGHIULARE

Posibilitatea și avantajele utilizării comparatoarelor în circuite destinate generării impulsurilor sînt cunoscute în literatură [4, 7]. În cazul comparatorului dual, la aceste avantaje se mai adaugă reducerea complexității circuitelor necesare într-o aplicație dată, față de situația în care s-ar utiliza comparatoare obișnuite și/sau creșterea aplicabilității pentru o schemă cu o anumită complexitate.

Primul circuit, prezentat în continuare, îl constituie un modulator cu deplasare de frecvență, cunoscut și sub denumirea de transmițător

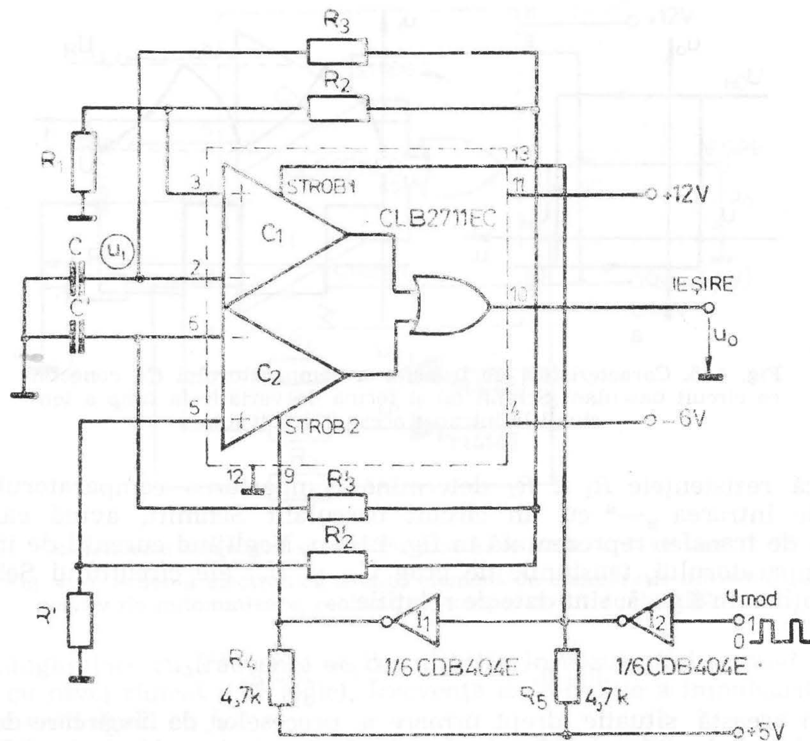


Fig. 4.14. Modulator cu deplasare de frecvență (FSK) realizat cu comparatorul dual CLB2711EC.

FSK*, frecvent utilizat în transmiterea la distanță a informației numerice [57]. Funcția pe care o realizează un asemenea circuit constă în generarea unei succesiuni de impulsuri dreptunghiulare, a căror frecvență de repetiție este modificată la două valori fixe f_0 și f_1, corespunzător celor două valori „0" și „1" logic ale unui semnal modulator. Schema unui modulator cu deplasare de frecvență, realizat cu un comparator dual CLB2711EC, este dată în fig. 4.14 [58].

Cele două comparatoare C_1 și C_2, din figură, sînt conectate fiecare după o schemă de generator care furnizează impulsuri dreptunghiulare cu frecvențele de repetiție f_0 (C_1) și f_1 (C_2). Prin activarea la un anumit moment a unui singur comparator și inhibarea funcționării celuilalt, se obțin la ieșirea comparatorului dual impulsuri cu frecvența de repetiție f_0 sau f_1, după cum este activat C_1, respectiv C_2.

Funcționarea circuitelor generatoare de impulsuri dreptunghiulare realizate cu comparatoare este tratată în literatură [4]. Se precizează, to-

* Prescurtare de la Frequency-shift-keyed (engl.)

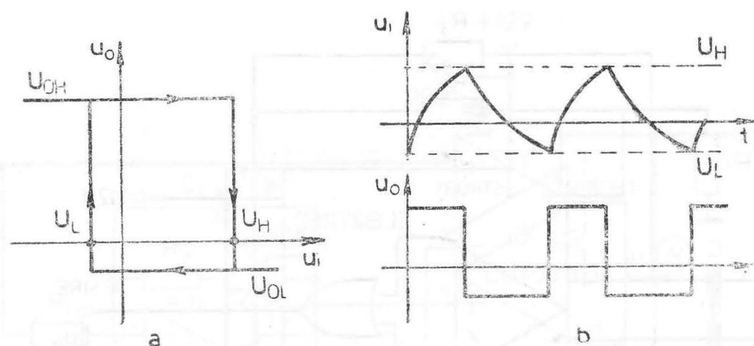


Fig. 4.15. Caracteristica de transfer a comparatorului C_1, conectat ca circuit basculant Schmit (a) şi forma de variaţie în timp a tensiunii la intrarea acestui circuit (b).

tuşi, că rezistenţele R_1 şi R_2 determină comportarea comparatorului C_1 faţă de intrarea „—" cu un circuit basculant Schmitt, avînd caracteristica de transfer reprezentată în fig. 4.15, *a*. Neglijînd curenţii de intrare ai comparatorului, tensiunile de prag U_H şi U_L ale circuitului Schmitt, evidenţiate în figură, sînt date de relaţiile

$$U_H = \frac{R_1}{R_1+R_2} U_{OH}\,; \quad U_L = \frac{R_1}{R_1+R_2} U_{OL}. \tag{4.12}$$

În această situaţie, drept urmare a proceselor de încărcare-descărcare ale condensatorului C prin rezistenţa R_3, care conduc la modificarea tensiunii la intrarea circuitului Schmitt ca în fig. 4.15, *b*, se vor obţine la ieşirea comparatorului dual impulsurile dreptunghiulare u_o. Perioada de repetiţie T_0 a acestor impulsuri rezultă conform expresiei [58]

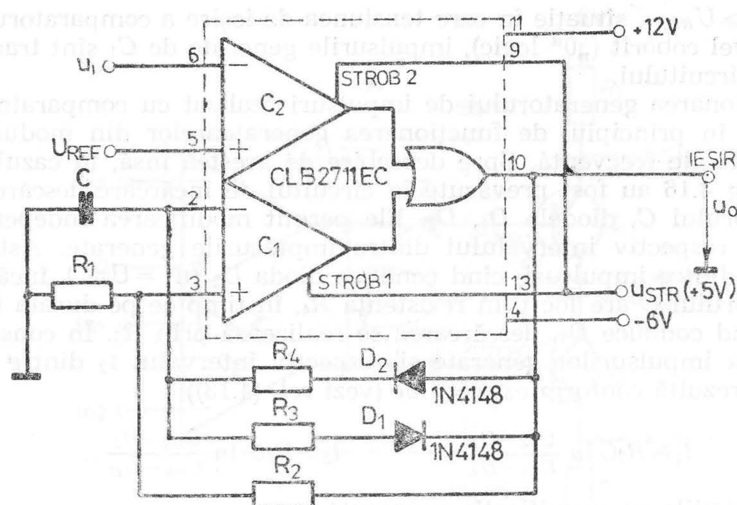
$$T_0 = \frac{1}{f_0} = R_3 C \ln \frac{U_{OH}-U_L}{U_{OH}-U_H} + R_3 C \ln \frac{U_{OL}-U_H}{U_{OL}-U_L}. \tag{4.13}$$

Se subliniază, totodată, că primul termen din membrul drept al egalităţii (4.13) reprezintă durata unui impuls generat (adică intervalul de timp în decursul căruia ieşirea modulatorului are nivel ridicat), în timp ce termenul al doilea corespunde intervalului dintre impulsuri.

Funcţionarea generatorului pentru frecvenţa f_1, realizat cu comparatorul C_2, decurge în mod asemănător cu funcţionarea generatorului pentru frecvenţa f_0, cu diferenţa că perioada de repetiţie a impulsurilor generate este dată de expresia

$$T_1 = \frac{1}{f_1} = R'_3 C' \ln \frac{U_{OH}-U_L}{U_{OH}-U_H} + R'_3 C' \ln \frac{U_{OL}-U_H}{U_{OL}-U_L}. \tag{4.14}$$

Comanda intrărilor de eşantionare se realizează prin intermediul unor circuite logice invertoare cu colector în gol I_1, I_2. Este uşor de observat că pentru un nivel scăzut („0" logic) al semnalului modulator u_{mod} (fig. 4.14), va fi activat comparatorul C_1, obţinîndu-se la ieşirea circuitului impulsuri



Numerotarea terminalelor se referă la capsula de plastic cu 14 terminale TO-116

Fig. 4.16. Schema electronică a unui element de comparaţie dintr-un dispozitiv de automatizare, realizat cu comparatorul dual CLB2711EC.

dreptunghiulare cu frecvenţa de repetiţie f_0. În cazul unui semnal modulator cu nivel ridicat („1" logic), frecvenţa de repetiţie a impulsurilor generate va fi egală cu f_1.

Cu privire la proiectarea elementelor modulatorului cu deplasare de frecvenţă, se recomandă ca valorile rezistenţelor din circuitele generatoarelor de impulsuri să fie de ordinul cîtorva kΩ. În această situaţie, cu toate neglijările făcute la stabilirea rel. (4.12), (4.13), (4.14) (curenţi de intrare şi rezistenţa de ieşire ale comparatorului dual), mărimile calculate aproximează suficient de exact parametrii reali ai circuitului. Pentru următoarele valori ale componentelor : $R_1=R_1'=R_2=R_2'=1$ kΩ, $R_3=2{,}1$ kΩ, $R_3'=1{,}91$ kΩ şi $C=0{,}1$ μF, s-a obţinut $f_0=2{,}025$ kHz şi $f_1=2{,}225$ kHz, duratele impulsurilor generate fiind $t_0=0{,}2$ ms şi respectiv $t_1=0{,}3$ ms.

Un alt exemplu de utilizare a comparatorului dual la generarea impulsurilor dreptunghiulare, cu aplicaţii în domeniul sistemelor de reglare automată, îl constituie circuitul avînd schema reprezentată în fig. 4.16 [59]. Acest circuit realizează comanda cu impulsuri dreptunghiulare a elementului de execuţie, în situaţia în care tensiunea de intrare u_I, de valoare proporţională cu mărimea reglată, depăşeşte nivelul de referinţă u_{REF}. În caz contrar, furnizarea impulsurilor este sistată.

În esenţă, circuitul constă dintr-un generator de impulsuri dreptunghiulare (comparatorul C_1 împreună cu elementele de circuit aferente) şi un comparator de tensiune (comparatorul C_2). Dacă $u_I < U_{REF}$, nivelul tensiunii la ieşirea comparatorului dual, impus de tensiunea de ieşire a comparatorului C_2, va fi în permanenţă ridicat („1" logic). Această stare corespunde regimului în care nu sînt furnizate impulsuri de comandă.

Pentru $u_i \gg U_{REF}$, situație în care tensiunea de ieșire a comparatorului C_2 este cu nivel coborît („0" logic), impulsurile generate de C_1 sînt transmise la ieșirea circuitului.

Funcționarea generatorului de impulsuri realizat cu comparatorul C_1 nu diferă, în principiu, de funcționarea generatoarelor din modulatorul cu deplasare de frecvență. Spre deosebire de acestea însă, în cazul schemei din fig. 4.16 au fost prevăzute în circuitul de încărcare-descărcare al condensatorului C, diodele D_1, D_2. Ele permit modificarea independentă a duratei, respectiv intervalului dintre impulsurile generate. Astfel, în intervalul dintre impulsuri, cînd conduce dioda D_2 ($u_o = U_{OH}$), încărcarea condensatorului C are loc prin rezistența R_4, în timp ce pe durata impulsurilor, cînd conduce D_1, descărcarea se realizează prin R_3. În consecință, durata t_1 a impulsurilor generate și respectiv intervalul t_2 dintre aceste impulsuri rezultă conform expresiilor (vezi rel. (4.13))

$$t_1 = R_3 C \ln \frac{U_{OL} - U_H}{U_{OL} - U_L}; \qquad t_2 = R_4 C \ln \frac{U_{OH} - U_L}{U_{OH} - U_H}, \tag{4.15}$$

în care notațiile au semnificația cunoscută.

La fel ca și în cazul generatoarelor de impulsuri din modulatorul cu deplasare de frecvență, rezistențele R_1, R_2, R_3, R_4 se vor alege de ordinul cîtorva kΩ. Pentru valorile componentelor : $R_1 = R_2 = 1$ kΩ, $R_3 = 1{,}5$ kΩ, $R_4 = 14{,}3$ kΩ și $C = 0{,}1$ μF, s-a obținut $t_1 = 250$ μs și $t_2 = 1$ ms.

4.2.6. UTILIZAREA INDEPENDENTĂ A CELOR DOUĂ CIRCUITE DE COMPARARE DIN COMPARATORUL DUAL

Ideea utilizării independente a celor două circuite de comparare din comparatorul dual este tentantă, datorită avantajelor care rezultă :

— reducerea numărului necesar de componente, cu micșorarea corespunzătoare a puterii consumate de la sursa de alimentare ;

— disponibilitatea unei a treia ieșiri, care reprezintă funcția logică SAU (în logică pozitivă) între semnalele de la ieșirile celor două circuite de comparare.

Schema utilizată este reprezentată în fig. 4.17. Se constată că accesul la ieșirile comparatoarelor C_1, C_2 este posibil, folosind în acest scop bornele de eșantionare *STROB* 1 și *STROB* 2, conectate la cele două ieșiri prin intermediul diodelor Zener DZ_1, DZ_2 [7]. Dacă rezistența de sarcină este mai mică decît cca 10 kΩ sau se necesită comanda unor circuite logice *TTL*, conectarea la intrările de eșantionare se face folosind repetoarele pe emitor realizate cu tranzistoarele T_1, T_2. Conectarea directă la intrările de eșantionare a unei rezistențe de sarcină prea mici conduce la micșorarea cîștigului în tensiune al comparatorului și deci la înrăutățirea rezoluției.

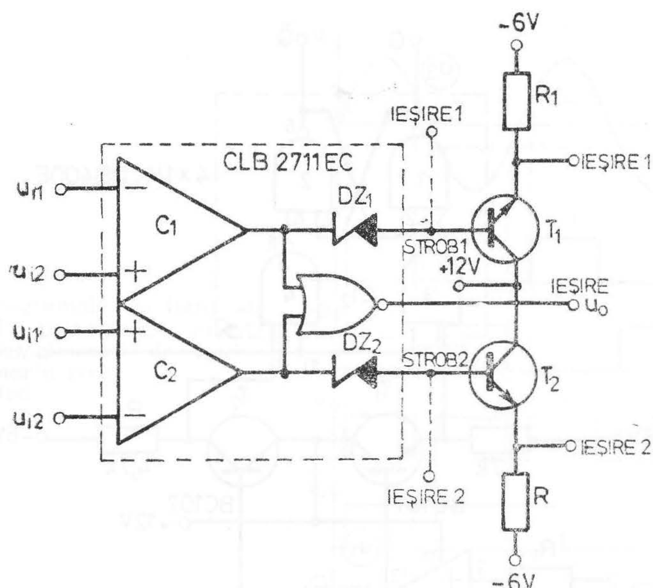
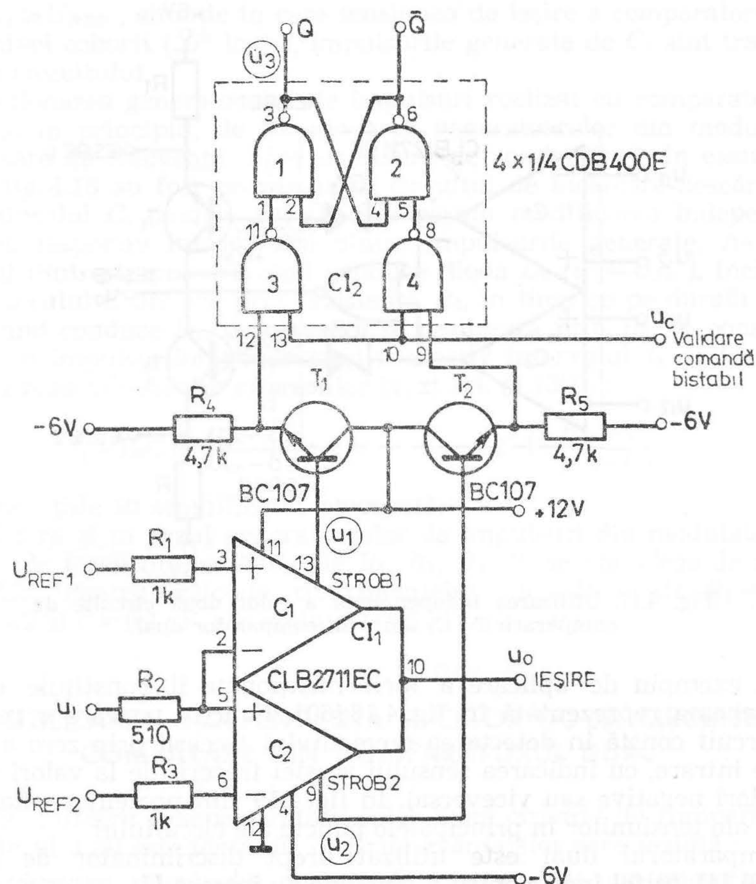


Fig. 4.17. Utilizarea independentă a celor două circuite de comparare C_1, C_2 dintr-un comparator dual.

Un exemplu de aplicare a ideii menţionate îl constituie circuitul avînd schema reprezentată în fig. 4.18 [60]. Funcţia pe care o realizează acest circuit constă în detectarea momentului trecerii prin zero a semnalului de intrare, cu indicarea sensului acestei treceri (de la valori pozitive spre valori negative sau viceversa). În fig. 4.19 sînt prezentate diagramele de timp ale tensiunilor în principalele puncte ale circuitului.

Comparatorul dual este utilizat drept discriminator de interval (fig. 4.18) [4], astfel încît pentru o tensiune de intrare $U_{REF2} < u_i < U_{REF1}$, tensiunea de ieşire u_0 a comparatorului are nivel scăzut („0" logic). Prin alegerea nivelurilor de referinţă U_{REF1}, U_{REF2} cu valori apropiate, tensiunea u_0 va consta practic dintr-o succesiune de impulsuri ca în fig. 4.19, de durată suficient de mică încît să marcheze momentul trecerii prin zero al semnalului de intrare u_i.

Sensul trecerii prin zero este pus în evidenţă de un circuit basculant bistabil $R—S$, realizat cu doi operatori SI-NU (circuitele 1 şi 2 din CI_2). Bistabilul este comandat cu semnalele obţinute la ieşirile comparatoarelor C_1, C_2, care sînt prelevate prin intermediul intrărilor de eşantionare *STROB* 1, *STROB* 2 şi a repetoarelor pe emitor T_1, T_2. Operatorii SI-NU 3 şi 4 din circuitul CI_2 validează basculare a bistabilului $R—S$, funcţie de nivelul logic al unui semnal de comandă u_c. Se constată uşor că starea bistabilului poate fi modificată numai dacă semnalul u_c are nivelul ridicat („1" logic). În caz contrar este memorată în continuare starea precedentă.



Numerotarea terminalelor se referă la capsula de plastic cu 14 terminale TO-116

Fig. 4.18. Schema electronică a circuitului detector de trecere prin zero cu indicarea sensului de variaţie a tensiunii de intrare.

Pentru prezentarea funcţionării circuitului de indicare a sensului de trecere prin zero, se va considera cazul unui semnal de intrare sinusoidal, ca în fig. 4.19. Se ve presupune, totodată, că este validată comanda bistabilului R—S, adică tensiunea u are o valoare corespunzătoare lui „1" logic. În această situaţie, la depăşirea nivelului de referinţă U_{REF1} de către semnalul de intrare u_i, comparatorul C_1 comută în starea cu nivel ridicat la ieşire (tensiunea u_1 în fig. 4.19), determinînd bascularea bistabilului în starea „1" ($Q=1$). Rebascularea bistabilului are loc o dată cu trecerea comparatorului C_2 în starea corespunzătoare unei tensiuni de ieşire cu nivel ridicat (u_2 în fig. 4.19), situaţie ce se realizează în momentul în care $u_i < U_{REF2}$.

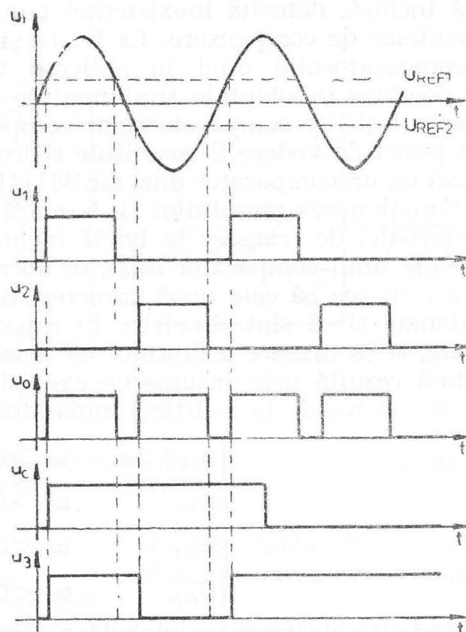


Fig. 4.19. Diagramele de timp ale tensiunilor în principalele puncte ale circuitului detector de trecere prin zero.

Forma tensiunii rezultate la ieşirea bistabilului *R—S*, în urma proceselor de mai sus, se prezintă ca în fig. 4.19 (tensiunea u_3). Se va observa, totodată, că în reprezentarea tensiunii u_3 s-a avut în vedere faptul că, după inhibarea comenzii bistabilului *R—S*, este memorată starea corespunzătoare sensului ultimei treceri prin zero dinaintea comutării tensiunii u_c. Această facilitate este deseori utilă în aplicaţiile practice.

Cu valorile componentelor indicate în schema din fig. 4.18 şi pentru $U_{REF1} = -U_{REF2} = 20$ mV, durata impulsurilor de ieşire u_0 a fost mai mică de 30 μs, corespunzător unei tensiuni de intrare sinusoidale de 10 V_{PP} / 50 Hz.

4.2.7. UTILIZAREA COMPARATORULUI DUAL CA AMPLIFICATOR OPERAŢIONAL

Din definiţia dată în paragraful 4.1 pentru comparatorul integrat, se întrevede posibilitatea utilizării acestuia din urmă în aplicaţii specifice amplificatoarelor operaţionale. Un asemenea mod de utilizare prezintă interes din punct de vedere aplicativ ca urmare a faptului că, în general, comparatoarele au o bandă de trecere mai largă decît amplificatoarele operaţionale. Desigur că soluţia în discuţie comportă şi dezavantaje. Dintre acestea se menţionează excursia redusă a tensiunii de ieşire, dar mai ales imposibilitatea realizării unei anumite caracteristici de frecvenţă în

buclă închisă, datorită inexistenței punctelor de acces pentru conectarea elementelor de compensare. La fel ca și în exemplele precedente, utilizarea comparatorului dual în aplicații tipice amplificatoarelor operaționale conduce la avantaje suplimentare specifice, determinate de interconectarea ieșirilor comparatoarelor componente. Un exemplu ilustrativ din acest punct de vedere îl constituie redresorul de precizie dublă alternanță realizat cu un comparator dual CLB2711EC [61].

Funcționarea circuitului se bazează pe posibilitatea realizării unor caracteristici de transfer în buclă închisă pentru comparatoarele componente ale unui comparator dual, de forma celor prezentate în fig. 4.20, *a*. Se va remarca că cele două caracteristici trec prin originea axelor de coordonate și că sînt simetrice în raport cu axa verticală. În această situație, și ca urmare a faptului că tensiunea de ieșire u_0 a comparatorului dual rezultă prin însumarea exclusiv a valorilor pozitive ale tensiunilor u_{01} și u_{02} de la ieșirile comparatoarelor componente [7], adică

$$u_0=\begin{cases} u_{01}+u_{02}, & u_{01}>0 \text{ și } u_{02}>0 \\ u_{01}, & u_{01}>0 \text{ și } u_{02}<0 \\ u_{02}, & u_{01}<0 \text{ și } u_{02}>0 \\ U_{OL}, & u_{01}<0 \text{ și } u_{02}<0 \end{cases} \tag{4.16}$$

caracteristica de transfer globală a circuitului va avea forma reprezentată în fig. 4.20, *b*.

O asemenea comportare face posibilă utilizarea comparatorului dual prevăzut cu circuitele de reacție necesare realizării caracteristicilor de

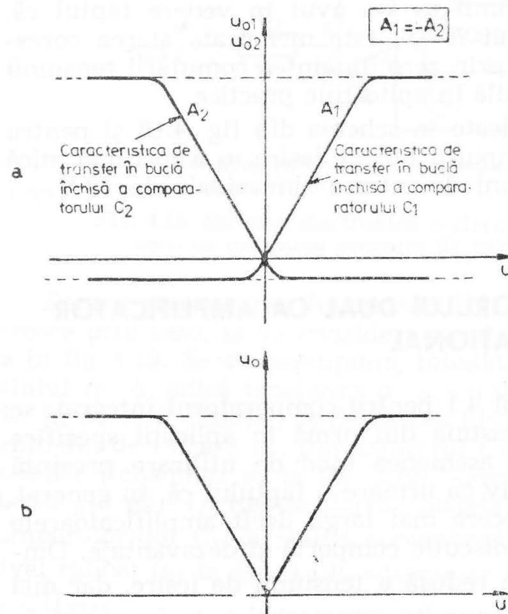


Fig. 4.20. Caracteristicile de transfer în buclă închisă ale comparatoarelor C_1, C_2 dintr-un comparator dual (a) și caracteristica globală de transfer a comparatorului dual (b).

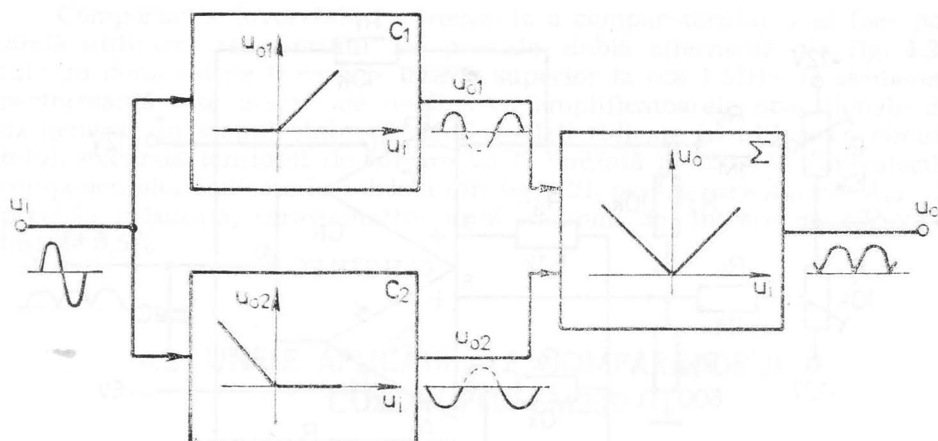


Fig. 4.21. Principiul de funcționare al unui redresor de precizie dublă-alternanță realizat cu un comparator dual CLB2711EC.

transfer din fig. 4.20, *a*, drept redresor de precizie dublă alternanță. În fig. 4.21 este ilustrată, în mod sugestiv, funcționarea circuitului redresor în cazul unui semnal de intrare sinusoidal.

Schema electronică a redresorului de precizie dublă alternanță, reprezentată în fig. 4.22, include comparatorul dual (CI_1), elementele circuitelor de reacție necesare realizării caracteristicilor de transfer în buclă închisă (rezistențele R_1, R_2, R_3, R_4), precum și circuitele pentru poziționarea caracteristicilor de transfer față de originea axelor de coordonate (potențiometrele P_1, P_2 și rezistențele R_5, R_6). Condensatorul C are rolul de a realiza corecția caracteristicii de frecvență a celor două comparatoare C_1, C_2, în scopul prevenirii apariției oscilațiilor ($C \cong 100$ pF).

Comparatorul C_1 îndeplinește funcția de amplificator neinvertor pentru valorile pozitive ale semnalului de intrare, avînd cîștigul în tensiune dat de expresia [4]

$$A_{u1}=\frac{R_1+R_2}{R_1}. \tag{4.17}$$

În cazul unui semnal de intrare cu valori negative, tensiunea de ieșire a amplificatorului neinvertor este limitată la valoarea $U_{OL}=-0{,}5$ V (fig. 4.20). Cel de al doilea comparator (C_2), conectat ca amplificator invertor, asigură o amplificare în tensiune pentru valorile negative ale semnalului de intrare egală cu

$$A_{u2}=-\frac{R_3}{R_4}. \tag{4.18}$$

La fel ca și în cazul amplificatorului neinvertor, tensiunea de ieșire a amplificatorului invertor — corespunzătoare unui semnal de intrare cu valori pozitive, este limitată la valoarea U_{OL}. Se constată imediat, pe baza celor expuse mai sus, că atît amplificatorul neinvertor, cît și ampli-

Numerotarea terminalelor se referă la capsula de plastic cu 14 terminale TO-116

Fig. 4.22. Schema electronică a redresorului de precizie dublă-alternanță.

ficatorul invertor prezintă caracteristici de transfer de forma celor reprezentate în fig. 4.20, *a*.

Mărimea erorilor introduse de redresorul de precizie dublă alternanță depinde de exactitatea cu care sînt respectate în funcționare caracteristicile de transfer amintite mai sus. Această exactitate se referă la egalitatea în valoare absolută a pantelor din zona liniară a caracteristicilor de transfer, precum și la intersectarea acestora din urmă în originea axelor de coordonate. Pentru satisfacerea cerințelor menționate, la punerea în funcțiune a circuitului se necesită efectuarea următoarelor operații de reglare.

a) Corespunzător unui semnal de intrare nul, se reglează potențiometrul P_1 (comparatorul C_2 fiind inhibat), respectiv potențiometrul P_2 (comparatorul C_1 fiind inhibat), urmărindu-se obținerea unei tensiuni nule la ieșirea circuitului redresor. Inhibarea fiecărui comparator se realizează conectînd la masă intrarea de eșantionare aferentă comparatorului respectiv. Executarea reglajelor de mai sus asigură poziționarea corectă a caracteristicilor de transfer în raport cu originea axelor de coordonate.

b) Se măsoară cîștigul în tensiune A_{u1} al amplificatorului neinvertor, pentru o tensiune continuă de intrare $u_i = 0{,}5$ V. În continuare, se măsoară cîștigul A_{u2} al amplificatorului invertor ($u_i = -0{,}5$ V) și prin reglarea potențiometrului P_3 se caută realizarea egalității $A_{u1} = -A_{u2}$. În acest fel se asigură egalitatea în valoare absolută a pantelor din porțiunile liniare ale caracteristicilor de transfer. Acest fapt garantează — dată fiind apropierea între parametrii comparatoarelor C_1, C_2, — simetria caracteristicilor în raport cu axa verticală.

Comportarea favorabilă cu frecvenţa a comparatorului dual face posibilă utilizarea redresorului de precizie dublă alternanţă din fig. 4.21 într-un domeniu de frecvenţe limitat superior la cca 1 MHz. O asemenea performanţă este practic de neatins cu amplificatoarele operaţionale de uz general. În scopul obţinerii unei precizii ridicate în utilizarea circuitului, excursia tensiunii de intrare va fi limitată la $\pm 0{,}5$ V. Cu valorile componentelor indicate în schema din fig. 4.21, pentru care $A_{u1} = -A_{u2} = 2$, precizia măsurată, corespunzător unui semnal de intrare de 1 V_{PP}, a fost de 0,5%.

4.3. UNELE APLICAŢII ALE COMPARATORULUI CUADRUPLU βM339

Domeniul de aplicabilitate al comparatorului βM339 cuprinde întreaga gamă de circuite în care dau satisfacţie comparatoarele de uz general, adică : convertoare A/N simple, generatoare de impulsuri, circuite de întîrziere, oscilatoare comandate în tensiune etc. În cele ce urmează vor fi prezentate cîteva dintre aplicaţiile, mai simple, ale comparatorului βM339, pentru a ilustra metodologia de lucru cu acest circuit.

O primă aplicaţie avută în vedere o constituie discriminatorul de interval, a cărui schemă este reprezentată în fig. 4.23, *a*. Tensiunea de

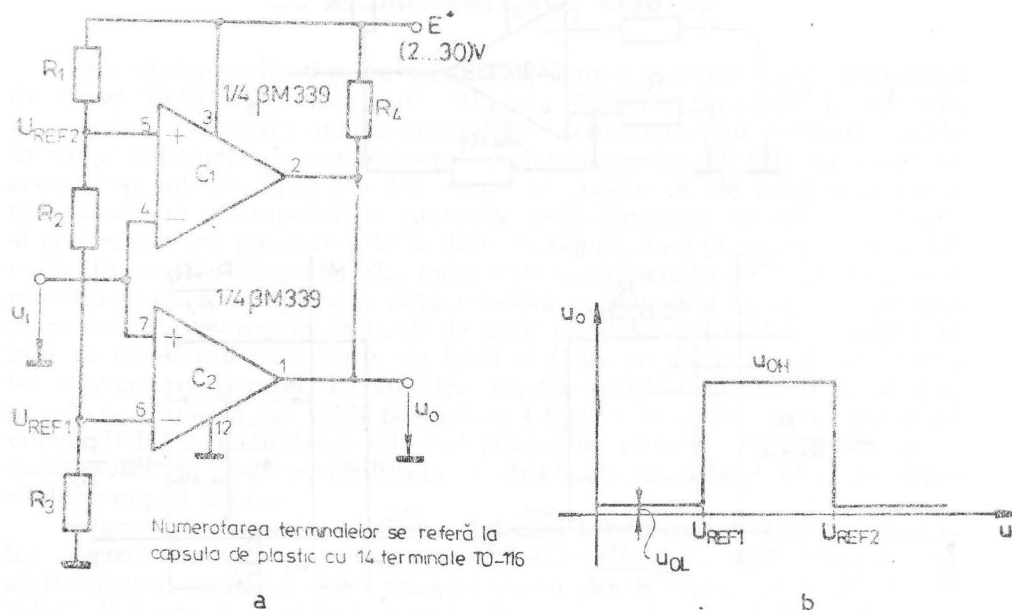


Fig. 4.23. Discriminator de interval (a) şi caracteristica de transfer a acestui circuit (b).

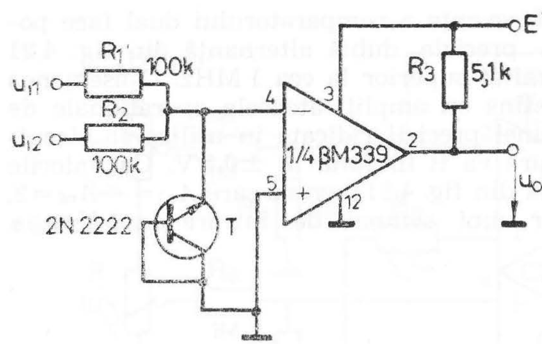


Fig. 4.24. Circuit de comparare a două tensiuni cu polaritate opusă.

ieșire va avea nivel ridicat u_{OH} numai în situația în care tranzistoarele de la ieșirile ambelor comparatoare C_1 și C_2 vor fi blocate. În acest scop este necesar, conform celor precizate în paragraful 4.1, să fie satisfăcută dubla inegalitate (fig. 4.22, *a*)

$$U_{REF1}<u_i<U_{REF2}. \tag{4.19}$$

În orice alte condiții, tensiunea de ieșire va avea nivel scăzut ($u_O=u_{OL}\cong 0$). Pe baza celor de mai sus, caracteristica de transfer a circuitului rezultă ca în fig. 4.23, *b*.

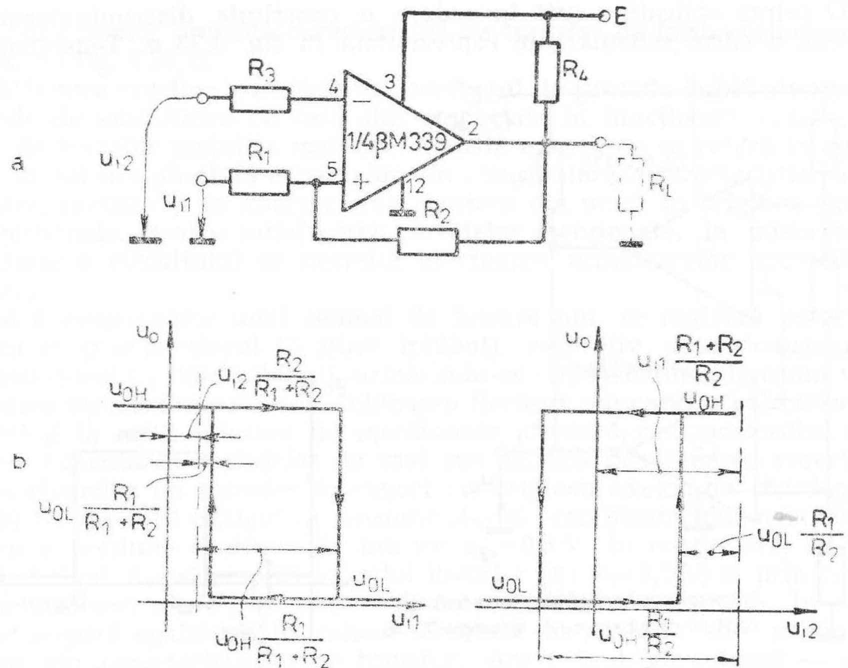


Fig. 4.25. Aplicarea reacției pozitive la comparatorul βM339 (a) și caracteristicile de transfer rezultate (b).

O a doua aplicație se referă la circuitul de comparare a două tensiuni cu polaritate opusă (fig. 4.24). Se stabilește ușor că nivelul tensiunii de la ieșirea comparatorului depinde de mărimea tensiunilor de intrare, conform relației

$$u_0=\begin{cases} u_{OL}, & |u_{i1}|>|u_{i2}| \\ u_{OH}, & |u_{i1}|<|u_{i2}|, \end{cases} \qquad (4.20)$$

cu condiția ca $u_{i1}>0>u_{i2}$. Tranzistorul T, conectat ca diodă, limitează valoarea tensiunii negative ce apare la borna de intrare a comparatorului, pentru a evita distrugerea circuitului [11].

O ultimă aplicație are în vedere utilizarea reacției pozitive la comparatorul integrat βM339. Schema circuitului este reprezentată în fig. 4.25, *a*, iar caracteristicile de transfer aferente sînt date în fig. 4.25, *b* [62]. Circuitul prezintă două caracteristici de transfer, după cum este luată drept mărime variabilă tensiunea de intrare u_{i1}, respectiv u_{i2}.

Se constată că prezența reacției pozitive conduce la îmbunătățirea rezoluției și micșorarea timpului de răspuns al comparatorului, dar totodată introduce un histerezis în caracteristica de transfer (dorit, de altfel, în multe aplicații practice).

4.4. CONVERTOR ANALOG-NUMERIC RAPID REALIZAT CU COMPARATORUL ROB760

Una dintre aplicațiile recomandate pentru comparatorul diferențial de viteză ROB760, facilitată de valoarea redusă a timpului de răspuns, o constituie conversia analog-numerică a semnalelor cu variații rapide în timp. Schemele de convertoare analog-numerice (CAN) utilizate în acest scop sînt de tipul paralel, avînd în vedere că ele asigură cea mai redusă durată a timpului de conversie [44]. Numărul de ranguri binare al convertoarelor paralele este limitat, de regulă, la 6 (8 biți în cazul CAN realizate pe cale integrată), din motive de complexitate a circuitelor. Dacă precizia impusă de aplicația dată necesită o conversie cu un număr mai mare de biți, se recurge la CAN de tipul serie-paralel [44]. Se subliniază însă că elementul constitutiv de bază al CAN serie-paralel îl reprezintă tot convertorul paralel. În virtutea acestor considerații va fi prezentat, în cele ce urmează, un CAN paralel cu 4 biți, realizat cu comparatorul de viteză ROB760. Extinderea schemei pentru un număr de 6 biți este imediată, avînd în vedere similitudinea structurii circuitelor aferente diferitelor ranguri binare.

Schema electronică a CAN paralel cu 4 biți și caracteristica de transfer aferentă lui sînt prezentate în fig. 4.26, respectiv 4.27. Deoarece cu ajutorul unui număr avînd 4 ranguri binare pot fi reprezentate $2^4-1=15$ valori distincte de tensiune, nenule, în schema din fig. 4.26 au fost incluse 15 comparatoare. Fiecare comparator sesizează, prin comutarea în

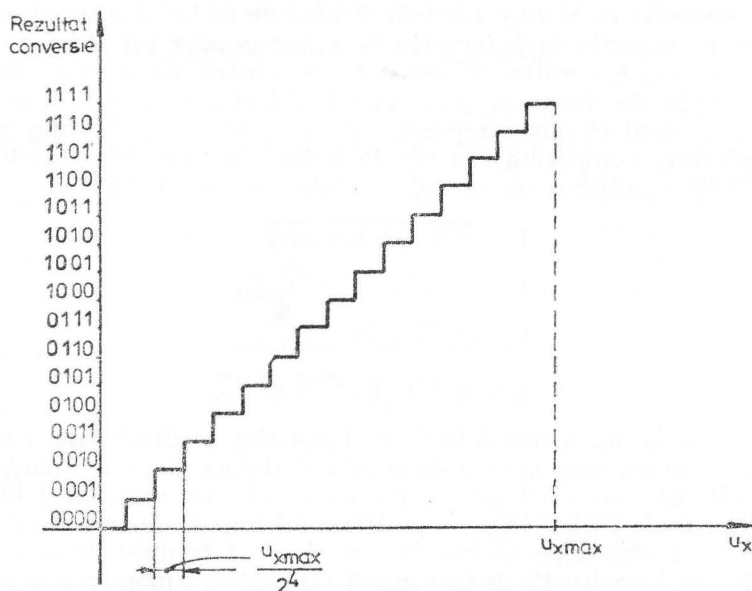


Fig. 4.27. Caracteristica de transfer a unui CAN cu 4 biți.

starea logică „1“, atingerea de către semnalul de măsurat u_x a uneia dintre valorile de tensiune indicate pe axa absciselor caracteristicii de transfer (fig. 4.27). Corespondența dintre rangul i al unui comparator și nivelul u_{Ri} corespunzător, aplicat la intrarea „—“, este dată de relația

$$u_{Ri}=i\cdot\frac{u_{xmax}}{2^4},\quad i=1,\ 2,\ldots,\ 15. \tag{4.21}$$

În expresia de mai sus $u_{xmax}\leqslant 4$ V reprezintă limita superioară a intervalului de măsurare al convertorului (valoarea limită de 4 V este impusă de tensiunea maximă ce poate fi aplicată la intrarea comparatorului ROB760). Tensiunile de referință u_{Ri}, ($i=1,\ 2,\ldots,\ 15$) sînt furnizate de un divizor rezistiv realizat cu rezistențele $R_1,\ R_2,\ldots,\ R_{16}$.

Pentru obținerea celor 4 biți b_0, b_1, b_2 și b_3, care constituie rezultatul măsurării (b_0 fiind bitul de semnificație minimă), sînt decodificate semnalele logice furnizate de comparatoare. Decodificarea se realizează cu ajutorul unei scheme combinaționale alcătuită din porți SI-NU, dispuse în 2 niveluri (fig. 4.26).

Primul nivel de porți transformă codul rezultat la ieșirile comparatoarelor, și care constă într-o succesiune de biți "1" urmată de o succesiune de biți "0", într-un cod cu un singur bit "0" (ceilalți biți fiind egali cu "1"). Pe baza fig. 4.26 se poate scrie

$$d_i=c_{i+1}\cdot c_i,\quad i=1,\ 2,\ldots,\ 15. \tag{4.22}$$

În ultima expresie c_i și c_{i+1} reprezintă biții de la ieșirile comparatoarelor de rang i, respectiv $i+1$, iar prin d_i a fost notat bitul aferent comparatorului de rang i, rezultat în urma transformării menționate mai sus.

Este simplu de observat, pe baza relației (4.22), că $d_i=0$ se obține corespunzător unui singur comparator C_i și anume cel de rang imediat inferior primului comparator cu "0" la ieșire. În această situație, biții care constituie rezultatul conversiei se obțin conform relațiilor

$$\begin{aligned} b_0 &= \overline{d_1 d_3 d_5 d_7 d_{11} d_{13} d_{15}} \\ b_1 &= \overline{d_2 d_3 d_6 d_7 d_{10} d_{11} d_{14} d_{15}} \\ b_2 &= \overline{d_4 d_5 d_6 d_7 d_{12} d_{13} d_{14} d_{15}} \\ b_3 &= \overline{d_8 d_9 d_{10} d_{11} d_{12} d_{13} d_{14} d_{15}} \end{aligned} \qquad (4.23)$$

În schema din fig. 4.26, funcțiile de mai sus sînt realizate de circuitele SI-NU cu 8 intrări, care constituie cel de-al doilea nivel al decodificatorului. Rezultatul conversiei este memorat în cele din urmă în 4 bistabile de tip D (circuitele CDB474E), la apariția unui impuls de tact u_i. Se poate afirma, deci, că abstracție făcînd de întîrzierile introduse de comparator și decodificator, impulsurile de tact marchează valorile momentane ale semnalului de intrare convertite sub formă numerică.

În legătură cu schema din fig. 4.26, trebuie remarcat și următorul aspect important. Operația de negare a funcției SI din membrul drept al relației (4.22) nu este, în principiu, necesară. Cu toate acestea ea a fost introdusă avînd în vedere că relația (4.22) necesită pentru implementare circuite logice SI-NU, mai accesibile în seria TTL rapidă decît circuitele SI. Totodată, utilizarea unei transformări de forma (4.22) permite determinarea biților b_0, b_1, b_2 și b_3 conform relațiilor (4.23), care de asemenea pot fi implementate cu circuite din seria TTL rapidă. Utilizarea de circuite logice din seria rapidă, cu timpi reduși de propagare, este necesară în vederea micșorării timpului de conversie.

În cazul schemei din fig. 4.26, durata t_c a timpului de conversie este dată de expresia

$$t_c = t_r + t_{p1} + t_{p2} + t_i, \qquad (4.24)$$

în care :

- t_r — timpul de răspuns al comparatoarelor,
- t_{p1}, t_{p2} — timpul de propagare al unui circuit SI-NU cu 2, respectiv 8 intrări,
- t_i — durata necesară pentru înscrierea informației în registrul de ieșire.

Pentru valorile tipice $t_r=18$ ns, $t_{p1}=6$ ns, $t_{p2}=9$ ns și $t_i=40$ ns, rezultă $t_c=73$ ns.

4.5. RECOMANDĂRI PRIVIND REALIZAREA PRACTICĂ A CIRCUITELOR CU COMPARATOARE

Comparatoarele fiind, în general, circuite de comutare rapidă, ele determină circulația prin conductorul de masă a unor curenți cu variații rapide în timp. Acești curenți cauzează, ca urmare a căderilor de tensiune pe rezistența și inductanța conductorului de masă, apariția unor tensiuni perturbatoare. Prin însumarea cu semnalul util, perturbațiile conduc la înrăutățirea funcționării comparatorului și a celorlalte circuite analogice.

Dezavantajul menționat poate fi eliminat prin decuplarea surselor de alimentare în imediata apropiere a terminalelor circuitului comparator (de regulă cu cîte un condensator ceramic de 0,1 μF) și printr-o proiectare corectă a cablajului. Ideea ce trebuie urmărită în acest sens constă în evitarea circulației curenților de alimentare ai comparatorului prin tronsoane ale conductorului de masă incluse în propriul circuit de intrare sau în circuitul de intrare al unor amplificatoare de precizie sau cu cîștig ridicat. Două exemple de realizare incorectă, respectiv corectă a cablajului, pentru conductorul de masă sînt prezentate în fig. 4.28. În cazul fig. 4.28, *a*, ca urmare a circulației curentului de alimentare al comparatorului prin

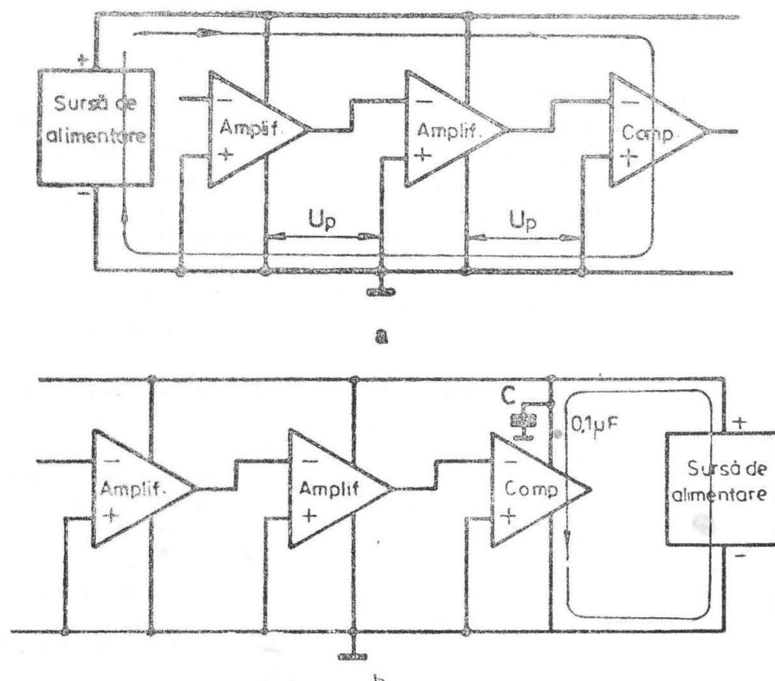


Fig. 4.28. Realizarea incorectă (a), respectiv corectă (b) a cablajului pentru conductorul de masă în circuite cu comparatoare.

porțiunile conductorului de masă reprezentate îngroșat, apar tensiunile perturbatoare U_p, care se însumează cu semnalul util. Căderile de tensiune U sînt evitate în cazul soluției corecte din fig. 4.28, b.

O a doua dificultate ce poate apărea în legătură cu utilizarea practică a comparatoarelor este determinată de valoarea mare a amplificării în buclă deschisă și de banda de trecere largă a acestor circuite. În condițiile menționate, prezența unei capacități parazite de reacție între ieșirea și intrarea comparatorului determină intrarea în oscilație a circuitului pe durata de tranziție a ieșirii de la o stare la alta. Prin realizarea unui cablaj adecvat, care să conducă la o capacitate mică între circuitele de intrare și de ieșire, neajunsul menționat este, de regulă, eliminat. Același neajuns poate fi evitat aplicînd comparatorului o reacție pozitivă (vezi paragraful 4.3). În această situație apariția oscilațiilor este împiedicată de comutarea fermă a ieșirii de la o stare la alta. Utilizarea ultimului procedeu este limitată la acele aplicații în care prezența histerezisului din caracteristica de transfer a comparatorului, ca urmare a aplicării reacției pozitive, nu deranjează în funcționare.

CAPITOLUL 5

STABILIZATOARE DE TENSIUNE

5.1. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT βA723

Cu ajutorul circuitului integrat βA723 se pot realiza stabilizatoare de putere mică, fără alt tranzistor extern și de putere medie — cu tranzistor extern [14]. Folosirea tranzistorului extern este obligatorie pentru curent de sarcină mai mare de 150 mA — care reprezintă curentul maxim de ieșire al circuitului integrat βA723. Totuși, și în cazul curenților de sarcină mai mici decît acesta este necesar să se calculeze puterea disipată în situația cea mai defavorabilă pe circuitul integrat, pentru a se stabili dacă el se poate utiliza fără tranzistor extern [14].

În fig. 5.1 se prezintă schema bloc a circuitului integrat βA723, cu numerotarea terminalelor pentru două tipuri de capsulă (între paranteze pentru capsula metalică TO-100), iar în fig. 5.2 sînt date conexiunile la capsulă.

Schema bloc a circuitului integrat βA723 include un circuit pentru producerea tensiunii de referință stabilizată și compensată termic, un amplificator de eroare de tip diferențial, un element de reglare cu tranzistoarele T_{14} și T_{15}, un tranzistor „de protecție" și o diodă stabilizatoare de 6,8 V. Tensiunea de referință este necesară pentru a se realiza la intrarea amplificatorului o comparație între aceasta și o parte din tensiunea pe sarcină în scopul stabilizării celei de a doua. Amplificatorul de eroare amplifică variația tensiunii pe sarcină (față de valoarea prescrisă cu ajutorul tensiunii de referință) și comandă elementul de reglare serie, pentru ca acesta să preia variațiile tensiunii de alimentare. Se menține astfel tensiunea aproximativ constantă (stabilizată) pe sarcină. Dioda stabilizatoare integrată D_z se utilizează numai în stabilizatoare de tensiune negativă și stabilizatoare în regim flotant [11, 33, 31].

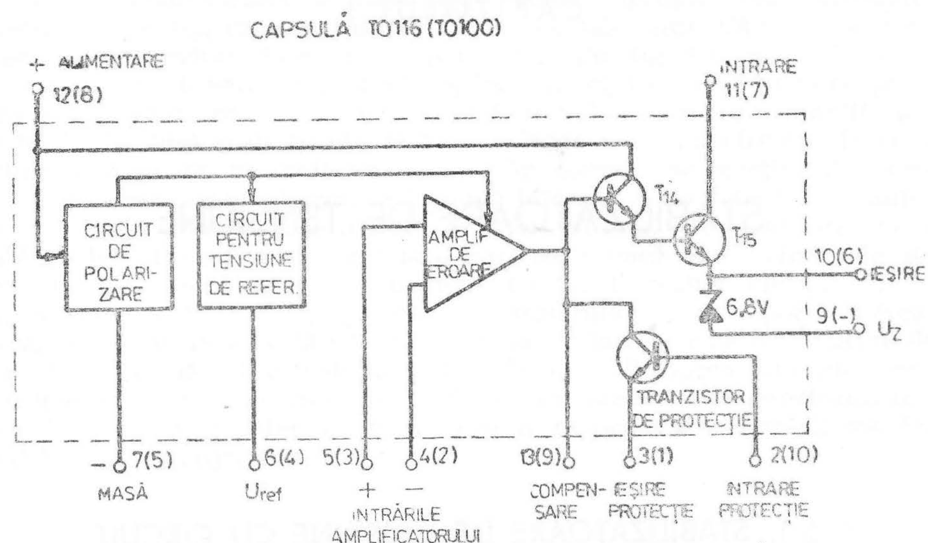
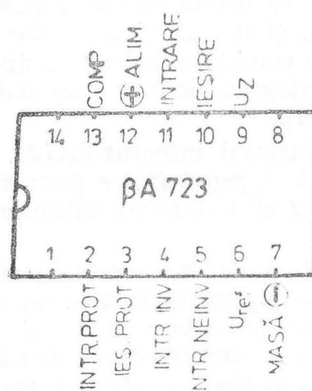


Fig. 5.1. Schema bloc a circuitului integrat βA723.



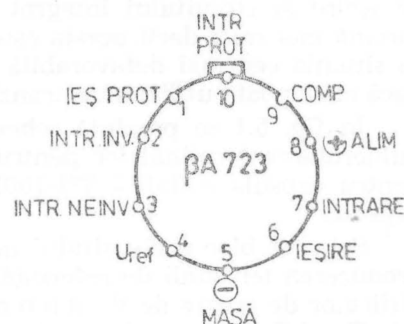


Fig. 5.2. Capsulele circuitului integrat βA723.

Aplicaţiile circuitului integrat βA723 sînt numeroase [11]. El se utilizează ca stabilizator de tensiune pozitivă şi negativă, ambele în regim normal sau flotant (pentru tensiuni mari). Calităţile lui principale sînt : coeficientul de stabilizare a tensiunii de referinţă (care va dicta şi coeficientul de stabilizare al stabilizatorului complet) de valoare foarte mare (5 000 ... 7 000) şi compensarea termică excelentă a acestei tensiuni.

5.1.1. STABILIZATOR FĂRĂ TRANZISTOR EXTERN

Cea mai răspîndită aplicaţie a circuitului integrat βA723 este aceea de stabilizator de tensiune pozitivă cuprinsă între 2... 33 V. O tensiune de 37 V, cît se declară în cataloage, nu se poate obţine practic cu un redresor obişnuit, în condiţiile variaţiei tensiunii reţelei [14].

În fig. 5.3, 5.4, 5.5 se prezintă variantele posibile de stabilizatoare de tensiune pozitivă fără tranzistor extern, deosebindu-se între ele prin modul de aplicare a tensiunii de referinţă şi de reacţie la intrările amplificatorului de eroare şi prin modul de ajustare sau variere a tensiunii stabilizate.

De la rezistenţa R_v se poate stabili valoarea tensiunii pe sarcină în domeniul dat.

În fig. 5.3 este dată schema stabilizatorului de tensiune cuprinsă între 2... 6,8 V, limita superioară fiind impusă de valoarea minimă a tensiunii de referinţă (care prezintă dispersie de fabricaţie).

În fig. 5.4 este dată schema stabilizatorului de tensiune cuprinsă între 7,5... 33 V, limita inferioară a domeniului fiind impusă de valoarea maximă a tensiunii de referinţă.

În fig. 5.5 este dată schema stabilizatorului de tensiune cuprinsă între 2,2... 33 V (tensiune variabilă cu cele două extreme cuprinse între domeniile 2,2 , , , 6,8 V şi 7,5 ... 33 V sau tensiune fixă cuprinsă între 6,8 ... 7,5 V)

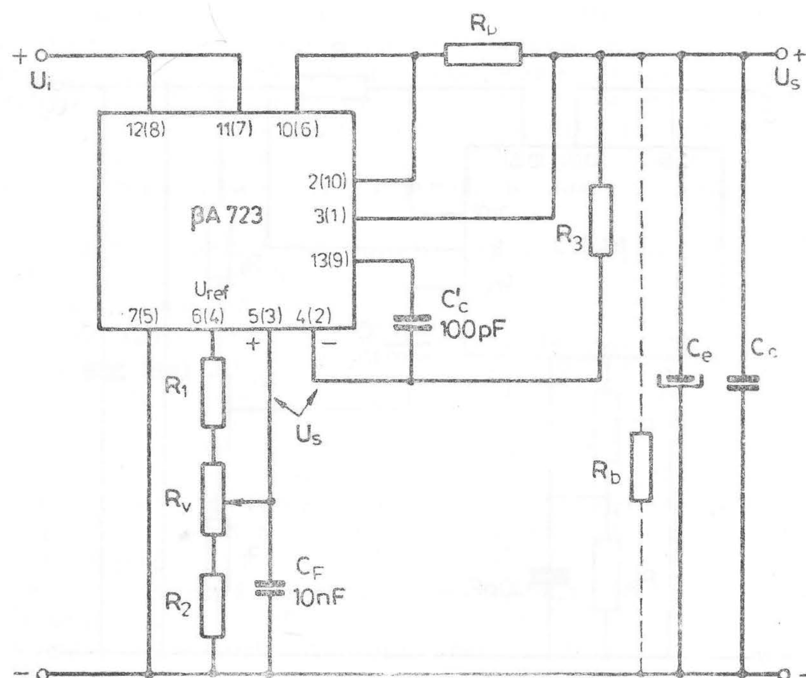


Fig. 5.3. Stabilizator de tensiune 2... 6,8 V.

[14]. Tensiunea stabilizată nu se poate coborî sub 2 V, deoarece amplificatorul de eroare nu mai funcționează corect cu tensiuni la intrări mai mici decît 2 V.

În acest caz tensiunea de referință se divizează astfel încît la intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare să se aplice o tensiune egală sau mai mică decît tensiunea minimă impusă pe sarcină, dar nu mai mică de 2 V. Din cauza dispersiei tensiunii de referință, la intrarea neinversoare poate fi o tensiune de 2 ... 2,2 V, ceea ce justifică limita inferioară pentru tensiunea U_s. Limita superioară de 33 V este doar orientativă [14].

Tensiunea de referință, pentru un curent de 1 mA consumat de la ieșirea respectivă, este cuprinsă între 6,8 ... 7,5 V, avînd valoarea tipică de 7,15 V. De dispersie, precum și de toleranța rezistenței variabile R_v trebuie ținut cont la calculul divizoarelor de tensiune din circuitele stabilizatoare [14].

În cazul stabilizatoarelor de tensiune fixă, tensiunea de ieșire U_s nu rezultă în general de valoarea impusă, fiind necesară fie o ajustare a uneia din rezistențele divizorului R_1, R_2, fie intercalarea între acestea a unei rezistențe semireglabile R_v. După ajustarea experimentală a tensiunii la valoarea dorită este posibilă înlocuirea divizorului cu două rezistențe fixe.

Este indicat să se utilizeze în divizoare atît rezistențe fixe, cît și semivariabile cu peliculă metalică, deoarece prezintă o mai bună stabilitate în timp și cu temperatura mediului, iar rezistența de contact între cursor și peliculă (la semivariabile) este stabilă și neglijabilă.

Condensatorul C_F(de obicei ceramic de 10 ... 100 nF sau electrolitic pînă la 5 μF) are rolul de filtraj, reducînd ondulațiile provenite de la intrare și zgomotul tensiunii de referință și deci al tensiunii stabilizate.

Condensatorul C_c' (ceramic, 100 pF) realizează corecția amplificatorului de eroare, eliminînd autooscilația stabilizatorului (care reprezintă un sistem cu reacție negativă).

Mărimile limită și caracteristice principale ale circuitului integrat βA723 sînt :

— tensiunea maximă de intrare (între +Alim și —Masă) : U_{iMAX}=40 V (la tipul βA723C — U_{iMAX}=30 V),

— tensiunea maximă între intrare-ieșire (între +Alim. și Ieșire) : $U_{CEMAX15}$=40 V (30 V pentru βA723C),

— tensiunea minimă între intrările amplificatorului și —Masă : +2 V,

— tensiunea maximă între intrările amplificatorului și —Masă : +7,5 V,

— curent maxim de ieșire : I_{eMAX} =150 mA,

— curent maxim de încărcare a ieșirii de referință : 15 mA,

— puterea disipată maximă pentru cele două tipuri de capsule la temperatura mediului de 25 °C : 500 mW, pentru TO-116, respectiv 600 mW, pentru TO-100 [11],

— rezistență termică joncțiune-mediu ambiant : R_{ja} =200 °C/W,

— tensiunea de referință : U_{ref} =6,8 ... 7,5 V,

— gama temperaturii mediului pentru funcționarea normală : 0 ... +70 °C,

— temperatura maximă a joncțiunilor : t_{jMAX} =125 °C.

La toate stabilizatoarele cu circuit integrat βA723 se poate calcula coeficientul de stabilizare cu relația [27]

$$S=\frac{d_e}{d_r}S_r, \quad (5.1)$$

în care : S_r reprezintă coeficientul de stabilizare al circuitului ce furnizează tensiunea de referință și are o valoare cuprinsă între 5 000...7 000 (valoare mai mică pentru tensiuni de alimentare mici, iar valoarea superioară, pentru tensiune de alimentare $\geqslant$ 30 V),

d_e și d_r sînt factorii de divizare (subunitari sau egali cu 1 după caz) ai divizoarelor tensiunii de ieșire sau tensiunii de referință.

Rezistența de ieșire a stabilizatorului cu circuit integrat βA723 fără tranzistor extern poate fi apreciată cu relația

$$R_e=\left(\frac{R_t+h_{11e}}{h_{21e}}+R_p\right)\frac{1}{d_e A_u}, \quad (5.2)$$

în care :

R_c — reprezintă rezistența dinamică din colectorul tranzistorului amplificator de eroare, de ordinul 300 kΩ,

R_p — rezistența folosită pentru acționarea protecției,

A_u — amplificarea de tensiune a amplificatorului de eroare și se calculează cu relația

$$A_u=A_{uo}\frac{R_i}{R_c+R_i}, \quad (5.3)$$

avînd :

A_{uo} — amplificarea în gol, cuprinsă între 2 500...5 000, corespunzînd tensiunii de alimentare a circuitului integrat de 10...30 V,

R_i — rezistența de intrare a elementului de reglare serie ce încărcă amplificatorul (constînd din tranzistoarele T_{14} și T_{15} în conexiune Darlington) și care se calculează cu relația

$$R_i=h_{11e}+h_{21e}R_s, \quad (5.4)$$

unde R_s este rezistența minimă de sarcină a stabilizatorului.

Parametrii h_{11e} și h_{21e} ai tranzistorului compus T_{14} —T_{15} se pot stabili orientativ din tabelul :

I_{c15}	[mA]	2	5	10	20	40	60	80	100
h_{11e}	[kΩ]	70	60	50	37	28	25	21	18
h_{21e}	[mii]	3	4,3	5	5,4	5,3	4,7	3,5	2,8

în care se prezintă valori medii obținute din măsurători pe mai multe exemplare de circuit integrat, la o tensiune emitor-colector minimă, $U_{CE15}=2$ V.

Curba tensiunii de deschidere a tranzistorului de protecție în funcție de temperatura joncțiunilor este dată în fig. 5.6 [11]. Ea trebuie luată în considerare la calculul rezistenței de limitare R_p a curentului prin sarcină [14] pe baza temperaturii maxime atinsă la acest curent de joncțiuni.

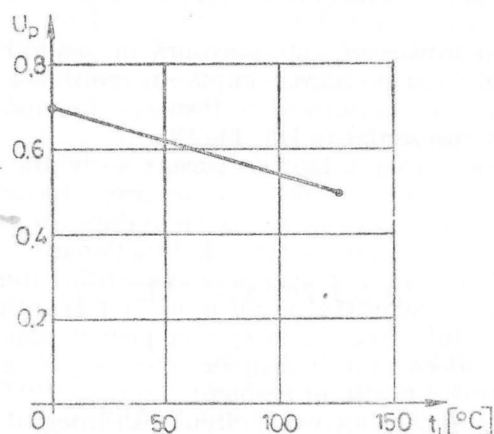


Fig. 5.6. Tensiunea de acționare a protecției în funcție de temperatura joncțiunilor la circuitul integrat βA723.

Limitarea curentului se poate face simplu sau cu întoarcere [11, 13, 14]. În fig. 5.3, 5.4, 5.5 sînt realizate limitari simple iar în fig. 5.7 — limitarea cu întoarcere. În cazul limitării cu întoarcere, valoarea curentului la care se face limitarea depinde (pentru rezistențe R_4 și R_5 date) și de tensiunea stabilizată U_s. Prin urmare, în cazul surselor de tensiune variabilă ar fi necesară fie acceptarea unui curent limitat mai mic la U_{smin} decît la U_{smax}, fie utilizarea unor rezistențe R_4 și R_5 variabile simultan, pentru ca limitarea curentului să se poată realiza la aproximativ aceeași valoare și să nu crească curentul de scurtcircuit. Rezistența R_p depinde relativ puțin de

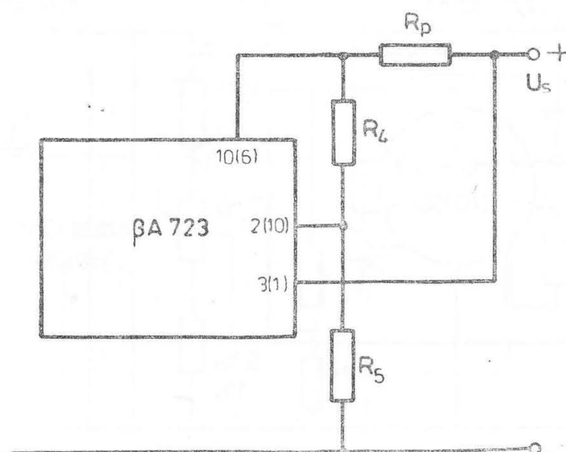


Fig. 5.7. Realizarea limitării de curent cu întoarcere.

tensiunea U_s și, în general, ea nu trebuie să fie ajustabilă în scopul de mai sus. Cînd modificarea simultană a rezistențelor R_4 și R_5 complică realizarea stabilizatorului, se preferă reducerea curentului limită la $U_{s\,min}$ și folosirea unor rezistențe constante. Se constată, în plus, că în cazul unei limitări cu întoarcere, rezistența R_p crește și înrăutățește rezistența de ieșire a stabilizatorului.

Protecția prin limitare cu întoarcere este necesară în general numai la surse expuse scurtcircuitării, cînd limitarea simplă nu realizează și protejarea la scurtcircuit [14]. Calculul circuitului de protecție la supracurent prin limitare cu întoarcere este prezentat în [11, 14, 12].

Este posibilă și o protecție prin limitare de curent variabilă cu tensiunea de intrare [11], care prezintă avantajul că se poate reduce mult curentul de scurtcircuit, însă și dezavantajul că se reduce simultan și curentul limită al stabilizatorului în regim normal de funcționare.

La alimentarea stabilizatoarelor de tensiune se va utiliza numai un redresor proiectat special în acest scop [14] și nu unul luat la întîmplare, pentru că poate periclita circuitul integrat, în special prin depășirea puterii disipate maxime. La stabilirea puterii disipate maxime se va lua în considerare temperatura maximă a mediului ambiant.

În fig. 5.8 se prezintă o aplicație concretă a circuitului integrat βA723, la realizarea unui stabilizator de tensiune fixă 15 V și curent de sarcină maxim de 75 mA. Tensiunea de intrare este dată pentru curent consumat de la redresor de 80 mA. Redresorul [14] trebuie să furnizeze o tensiune nominală (la 220 V în rețea) de 20,9 V și să prezinte o rezistență internă de cca 26 Ω și pulsații vîrf la vîrf sub 0,2 V. Pentru aplicația dată aici este necesară o capsulă metalică. S-a prevăzut o protecție la scurtcircuit, adică o limitare de curent cu întoarcere. Stabilizatorul s-a dimensionat pentru o temperatură a mediului ambiant ≤30 °C. Pentru temperaturi cu ceva mai ridicate este necesar să se folosească un radiator cu aripioare radiale, montat pe capsula circuitului integrat.

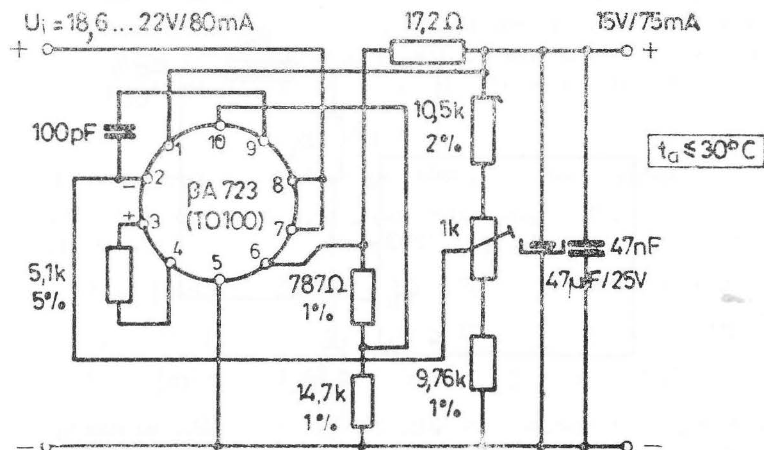


Fig. 5.8. Stabilizator de tensiune de 15 V mA cu protecție prin limitare cu întoarcere.

La variația tensiunii de intrare în domeniul dat, la curentul de sarcină maxim, tensiunea pe sarcină se modifică cu mai puțin de 2 mV [11], iar la o modificare a curentului de sarcină de la 0 la 75 mA, tensiunea pe sarcină se modifică cu mai puțin de 10 mV (R_e < 0,1 Ω) [27].

Rezistențele fixe prevăzute în divizorul de la ieșire trebuie să fie de precizie numai cînd este vorba de un produs de serie la care trebuie garantată posibilitatea de ajustare la 15 V în condițiile dispersiei tensiunii de referință, a toleranței mari a rezistenței semivariabile și a necesității unui reglaj cît mai fin (exact).

La concepția cablajului imprimat se vor prevedea trasee cît mai scurte și suficient de late pentru circuitul principal de curent (în special pentru porțiunea de masă).

5.1.2. STABILIZATOR CU UN TRANZISTOR EXTERN

Din cele de mai sus s-a putut constata faptul că fără tranzistor extern circuitul integrat βA723 nu poate furniza un curent de sarcină mai mare de 50...80 mA, din cauza puterii disipate la acest curent în condițiile cînd tensiunea rețelei are variații de ±5...±10% [14].

Pentru a realiza curent de sarcină mai mare este necesar să se utilizeze un tranzistor extern în elementul de reglare. Se va prezenta în continuare varianta obișnuită a unui astfel de stabilizator, utilizînd nu tranzistor extern *npn* [11, 14]. Conectarea tranzistorului la circuitul integrat βA723 este prezentată în fig. 5.9, urmînd ca circuitul stabilizatorului să fie completat cu circuitele de divizare necesare și capacități, ca în fig. 5.3, 5.4, 5.5, în funcție de tensiunea U_s ce trebuie realizată.

Folosind un tranzistor extern cu factor de amplificare a curentului suficient de mare, se poate realiza un curent de sarcină maxim, în cazul surselor de tensiune fixă, chiar peste 5 A. Cînd dimensiunea radiatorului tranzistorului extern și puterea disipată pe capsula circuitului integrat devin importante, se recomandă însă folosirea unui element de reglare cu două tranzistoare în serie prezentat în paragraful următor.

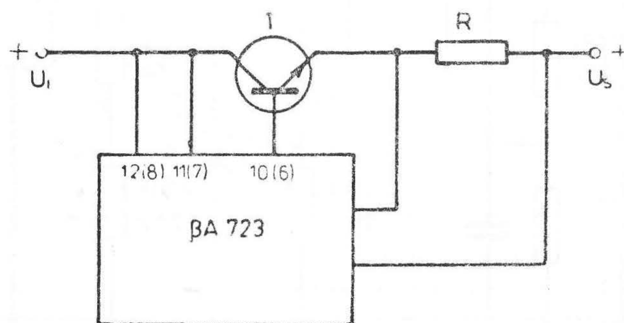


Fig. 5.9. Conectarea tranzistorului extern *npn* la circuitul βA723.

Performanțele stabilizatorului după atașarea tranzistorului extern se prezintă astfel : coeficientul de stabilizare nu se modifică, iar rezistența de ieșire scade corespunzător cu curentul I_{smax}. Proiectarea unui astfel de stabilizator este dată în [14] și este obligatorie. Stabilizatorul se prevede cu limitare de curent simplă sau cu întoarcere.

Rezistența de ieșire a stabilizatorului cu circuit integrat βA723 și tranzistor extern poate fi apreciată cu relațiile (5.2), (5.3) și (5.4), în care se utilizează parametrii h :

$$h'_{11e} = h_{11e} + h_{21e} \cdot h_{11eT} \tag{5.5}$$

$$h'_{21e} = h_{21e} \cdot h_{21eT}. \tag{5.6}$$

În aceste relații, parametrii h_{11e} și h_{21e} corespund tranzistorului compus T_{14}—T_{15} din circuitul integrat, iar parametrii cu indicele „T" corespund tranzistorului extern.

În fig. 5.10 se prezintă o aplicație concretă a circuitului integrat βA723 într-un stabilizator de tensiune, ajustabilă în gama 5 . . . 15 V, destinat alimentării unei sarcini cu curentul maxim $I_{smax} = 0{,}8$ A la tensiunea de 5 V și $I_{smax} = 0{,}9$ A la tensiunea de 15 V [14].

Redresorul trebuie să furnizeze o tensiune nominală de 22,5 V pentru 220 V la rețea și să prezinte o rezistență internă de cca 2,4 Ω și pulsații vîrf

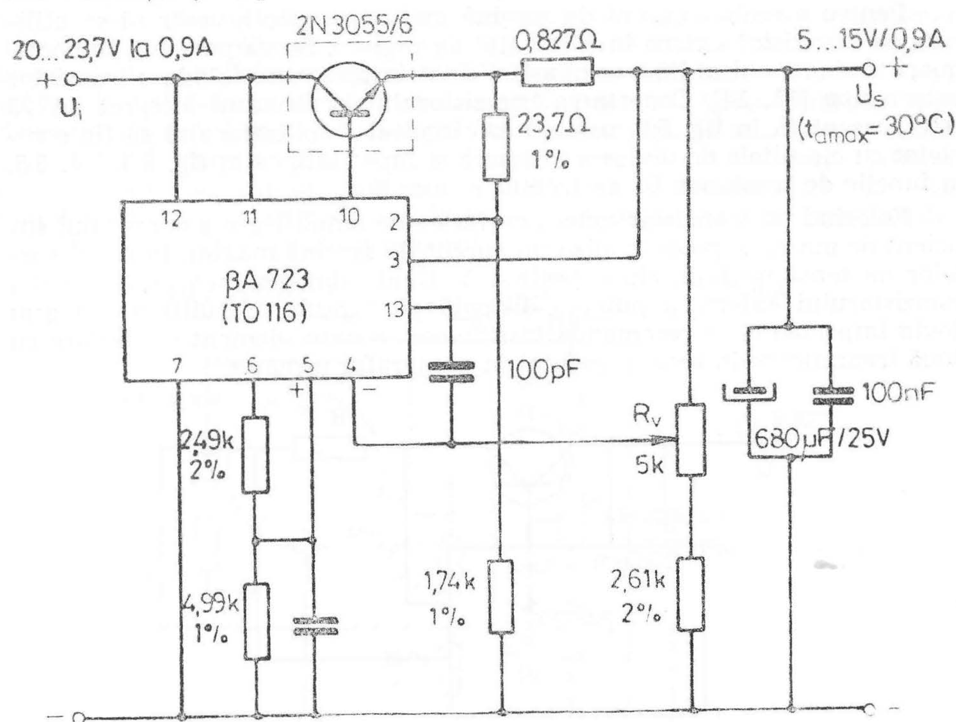


Fig. 5.10. Stabilizator de tensiune de 5 . . . 15 V/0,9 A cu protecție prin limitare cu întoarcere.

la vîrf de maximum 2 V. A fost necesară o protecție de scurtcircuit a tranzistorului extern prin limitare cu întoarcere. Stabilizatorul s-a dimensionat pentru o temperatură a mediului ≤30 °C. Tranzistorul extern necesită un radiator plan vertical din tablă de aluminiu de grosime 3 mm și suprafață de cca 90 cm². Pentru contact termic corespunzător, între tranzistor și radiator se folosește vaselină siliconică. Tranzistorul se montează în centrul radiatorului de formă pătrată.

Pentru comparație cu o soluție mai modernă de stabilizator, la care dimensiunea radiatorului se reduce de cca 3 ori, se vor analiza stabilizatoarele prezentate în paragraful următor, care utilizează un element de reglare cu două tranzistoare în serie.

Performanțele circuitului sînt cele tipice pentru cazurile în care se utilizează circuitul integrat βA723 : variația tensiunii pe sarcină la curent constant și tensiune de intrare variabilă (în gama dată pe figură), sub 2 mV ; variația tensiunii pe sarcină pentru tensiune de intrare constantă și modificarea curentului de sarcină între 0 și 0,9 A, sub 10 mV (R_c ≤0,01 Ω). Sînt valabile și aici, ca de altfel la toate stabilizatoarele de tensiune, considerațiile legate de lățimea și lungimea traseelor din cablajul imprimat pentru circuitul principal de curent.

5.1.3. STABILIZATOARE CU ELEMENT DE REGLARE CU DOUĂ TRANZISTOARE ÎN SERIE

Elementul de reglare serie cu două tranzistoare în serie, avînd structura din fig. 5.11 este studiat și calculat în [35, 37, 19, 25, 27, 23] și constituie prima formă cunoscută. Stabilizatorul cu acest tip de element de

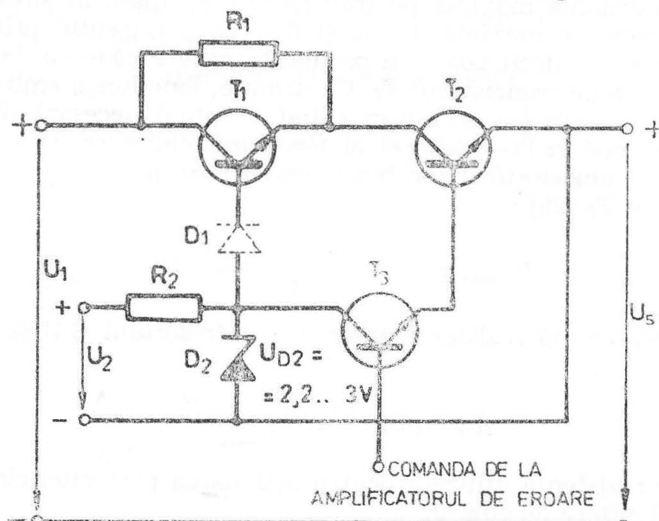


Fig. 5.11. Elementul de reglare cu două tranzistoare în serie, cu tranzistor de comandă de același tip.

reglare necesită două surse de alimentare — una principală (U_1) și una auxiliară (U_2) (care se poate evita doar în cazuri particulare [19]). Cu ajutorul tensiunii stabilizate de dioda D_2 se menține, atunci cînd T_1 conduce, o tensiune redusă între colectorul și emitorul tranzistorului T_2, astfel încît puterea disipată să fie redusă. În situația cea mai defavorabilă pentru un element de reglare obișnuit, cea mai mare parte din curentul de sarcină trece prin rezistența de ocolire R_1, iar prin tranzistorul T_1 trece un curent redus și apare o putere disipată redusă. Rezistența R_1 disipă în această situație o putere maximă. Este necesară o rezistență de putere, dar dimensiunea și costul ei sînt mult mai mici decît cele ale unui radiator pentru tranzistor. Rezistența se determină cu relația [37]

$$R_1 = \frac{U_{1max} - U_{smin}}{I_{smax}}. \tag{5.7}$$

Există situații în care tranzistoarele T_1 și T_2 disipă, nu simultan, puteri importante [35]. Astfel, în situația cu U_{1max}, I_{smax} și $U_s > U_{smin}$ (pentru surse cu tensiune stabilizată ajustabilă), tensiunea de ieșire crește în contul căderii de tensiune pe rezistența R_1, deci aceasta nu mai poate prelua curentul maxim (apropiat de I_{smax}). Restul curentului este preluat de tranzistorul T_1 și crește puterea disipată pe el. Maximul puterii este

$$P_{d1max} = \frac{I^2_{smax} R_1}{4}. \tag{5.8}$$

Aceeași putere disipată se atinge și în cazul cînd sursa este de tensiune U_s fixă [19]. În acest timp puterea disipată pe tranzistorul T_2 este în general redusă [35, 14].

Puterea disipată maximă pe tranzistorul T_2 apare în situația cu tensiune de alimentare maximă, U_{smin} și $I_s < I_{smax}$. Curentul prin rezistența R_1 fiind mai redus decît poate ea prelua, se reduce căderea de tensiune și crește tensiunea pe tranzistorul T_2. Ca urmare, joncțiunea emitoare a tranzistorului T_1 se polarizează invers (fiind eventual necesară dioda D_1, cu curent invers mai redus decît cel al joncțiunii emitoare, pentru protecția acesteia), iar tranzistorul T_1 se blochează. Apare putere disipată maximă pe tranzistorul T_2 [28] :

$$P_{d2max} \cong \frac{I^2_{smax} (R_{ir} + R_1 - R_p)}{4}, \tag{5.9}$$

unde : R_{ir} reprezintă rezistența internă a redresorului [14] și are ordinul de mărime

$$R_{ir} = (0,1 \ldots 0,2) \frac{U_1}{I_{smax}}. \tag{5.10}$$

R_p este rezistența utilizată pentru acționarea protecției circuitului integrat prin limitare de curent.

Maximele puterilor disipate pe cele două tranzistoare nefiind simultane, atunci cînd radiatoarele devin mari se poate utiliza un radiator co-

mun [28]. Ţinînd cont că puterile disipate maxime pe fiecare din cele două tranzistoare sînt de aproape 4 ori mai reduse decît puterea disipată maximă pe elementul de reglare obişnuit, se constată o mare reducere a suprafeţei radiatoarelor sau, în multe cazuri, chiar evitarea radiatoarelor.

În cazul utilizării unui radiator comun este necesară izolarea faţă de acesta a tranzistorului T_2 [28]. Este posibilă şi evitarea izolării, dacă în locul tranzistorului T_1 se utilizează un tranzistor compus cu inversare de tip, (fig. 5.12) făcînd să apară legate împreună colectoarele tranzistoarelor de putere T_1 şi T_2.

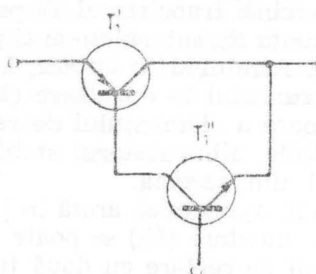


Fig. 5.12. Tranzistor compus cu inversare de tip utilizat drept T_1 în elementul de reglare, cu două tranzistoare în serie pentru eliminarea izolării de radiator.

În [28] s-au adus recent perfecţionări calculului radiatorului comun. Astfel, dacă se utilizează soluţia din fig. 5.12 şi nu mai este necesară izolarea unuia dintre tranzistoare, atunci dimensionarea radiatorului [14] se face pe baza rezistenţei termice

$$R_{ra1}=\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{P_{d1max}+P_{d2}}-\frac{P_{d1max}}{P_{d1max}+P_{d2}}R_{jr1}, \qquad (5.11)$$

în care :

t_{jMAX} este temperatura maximă a joncţiunii tranzistoarelor T_1 şi T_2 (presupuse de acelaşi tip),

t_{amax} — temperatura maximă a mediului ambiant în care lucrează stabilizatorul,

P_{d2} — puterea disipată pe tranzistorul T_2 în situaţia cînd pe tranzistorul T_1 apare P_{d1max},

$R_{jr1}=R_{jc}+R_{cr}$ — rezistenţa termică totală între joncţiune şi radiator, unde R_{cr} este rezistenţa termică de contact capsulă-radiator [14].

Dacă se izolează faţă de radiator tranzistorul T_2 (printr-o foiţă de mică de 0,1 . . . 0,2 mm), radiatorul se dimensionează pe baza celei mai mici rezistenţa termice dintre R_{ra1} şi R_{ra2}, calculată cu relaţia

$$R_{ra2}=\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{P_{d2max}}-R_{jr2}, \qquad (5.12)$$

unde : $R_{jr2}=R_{jc}+R_{cr}+R_i$ şi este rezistenţa termică totală între joncţiune şi radiator, incluzînd şi rezistenţa termică R_i a izolaţiei [14].

Prin urmare, avantajul esenţial al elementului de reglare cu două tranzistoare în serie este acela al reducerii gabaritului radiatorului sau chiar evitarea radiatorului faţă de cazul elementului de reglare obişnuit.

Datorită tensiunii auxiliare U_{D2} de valoare redusă, tranzistorul de comandă T_3 disipă o putere maximă redusă ($U_{CE3}=1,4 \ldots 2,3$ V). Acest lucru este important, în special în cazul utilizării drept tranzistor de comandă a tranzistorului de reglare dintr-un circuit integrat. Este posibil în acest caz să se utilizeze elementul de reglare integrat pînă la curentul lui maxim [14, 19, 25].

Un alt avantaj important al elementului de reglare cu două tranzistoare în serie îl constituie proprietatea de autolimitare a curentului din sarcină, chiar și a curentului de scurtcircuit [19]. Astfel, la creșterea curentului de sarcină, tranzistorul T_2 preia treptat în bază tot curentul furnizat prin rezistența R_2, saturîndu-se și provocînd blocarea diodei D_2 și a tranzistorului T_1. Rămînînd în circuit, în serie cu tranzistorul T_2, rezistența R_1 limitează curentul la o valoare $(1,1 \ldots 3,5)$ I_{smax}. La o dimensionare corespunzătoare a elementului de reglare și a redresorului sau a unei siguranțe fuzibile, alimentatorul stabilizat nu este în pericol în cazul scurtcircuitului din sarcină.

Întrucît, așa cum se arată în [25] și în cele ce vor urma, cea de a doua sursă de alimentare (U_2) se poate elimina, rămîne un singur dezavantaj al elementului de reglare cu două tranzistoare în serie : acela al complicării circuitelor și calculului [14].

În [19] și [27] s-a demonstrat că performanțele realizate de stabilizatoarele cu element de reglare cu două tranzistoare în serie sînt la fel cu cele ale elementului de reglare obișnuit.

O primă aplicație a circuitului integrat βA723 în combinație cu un element de reglare cu două tranzistoare în serie se bazează pe utilizarea unui singur tranzistor extern [29] în rolul lui T_1 din fig. 5.11, a tranzistorului integrat T_{15} în rolul lui T_2 și a tranzistorului integrat T_{14} în rolul lui T_3 (fig. 5.13).

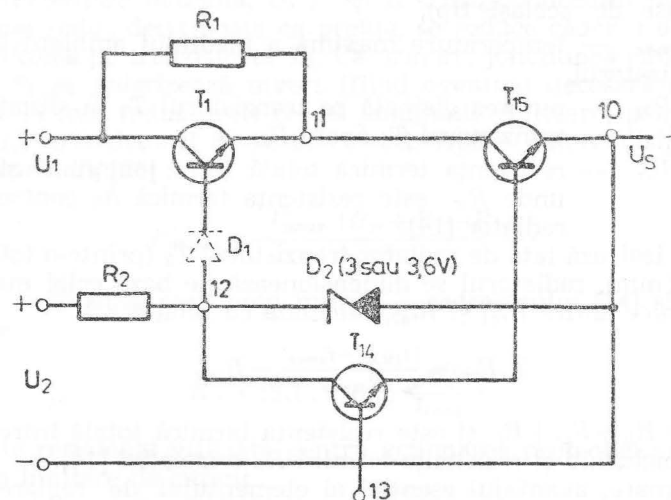


Fig. 5.13. Elementul de reglare cu două tranzistoare în serie utilizînd două tranzistoare din circuitul integrat βA723.

Cu această configurație, stabilizatorul de tensiune poate furniza curentul maxim de 150 mA, la o tensiune fixă sau ajustabilă în gama de 5 V, utilizîndu-se un tranzistor extern cu puterea disipată maximă de numai 0,3 ... 0,4 W și asigurîndu-se pe capsula circuitului integrat o putere disipată uneori mult sub cea admisă. Se menționează că pentru a realiza aceeași sursă cu un element de reglare obișnuit este necesar să se atașeze la circuitul integrat un tranzistor extern de 0,75 ... 1,5 W.

În fig. 5.14 se prezintă un stabilizator concret bazat pe principiul de mai sus. Pentru alimentarea lui sînt necesare două surse de tensiune independente. Stabilizatorul furnizează o tensiune fixă de 5 V pînă la un curent maxim (limitat aici simplu) de 150 mA. Pentru alimentarea circuitului integrat la terminalul 12 (pentru capsulă TO 116), cu o tensiune minimă de 9,5 V s-a intercalat o diodă suplimentară cu cădere >1,5 V (aici un LED cu tensiunea de cca 1,6 V, care servește și ca semnalizator de sursă conectată). Dioda stabilizatoare trebuie să prezinte pe ea o cădere de

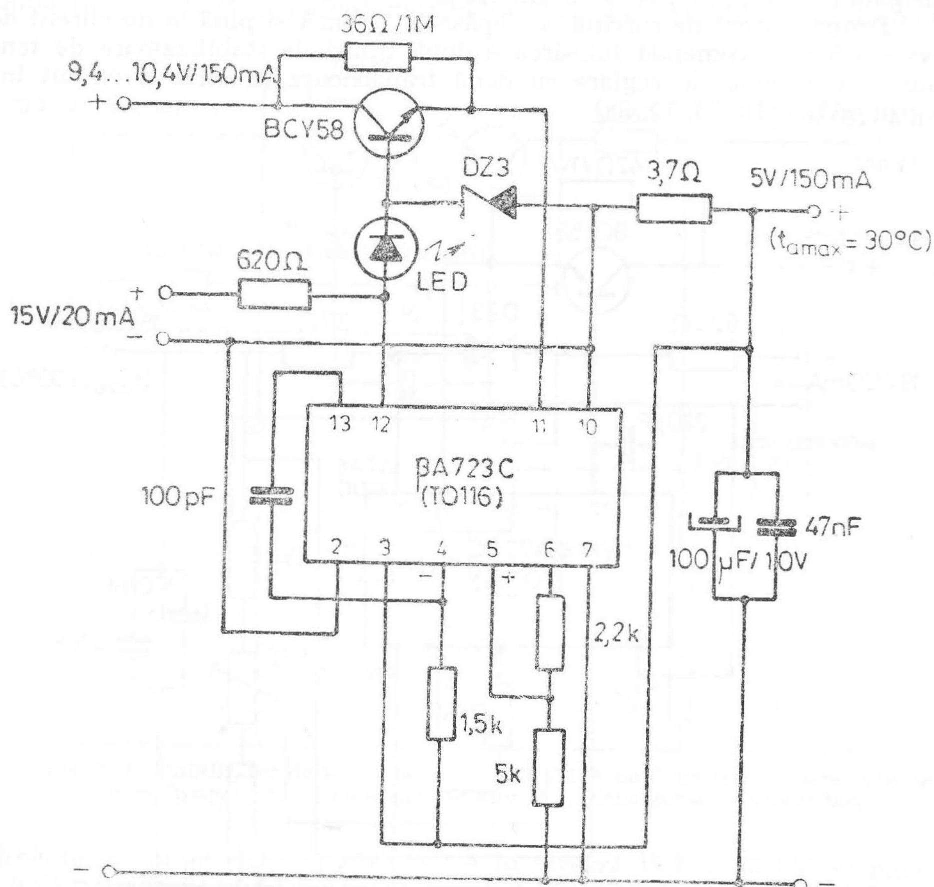


Fig. 5.14. Stabilizator de tensiune de 5 V/150 mA cu tranzistor extern de putere mică.

tensiune de cca 3 V la curentul de 5 mA. Performanțele stabilizatorului sînt deosebit de bune. Tensiunea pe sarcină, la variația curentului prin aceasta între 0 și 150 mA, se modifică cu 1 mV, iar la variația tensiunii de intrare în gama dată nu se modifică. Puterea disipată maximă pe tranzistor este 200 mW, iar pe circuitul integrat de cca 280 mW.

Calculul unui astfel de stabilizator se poate face pe baza lucrării [29].

În fig. 5.15 se prezintă încă un stabilizator de acest tip, asigurînd o tensiune fixă de 15 V/150 mA, la care puterile disipate maxime pe tranzistorul extern și pe circuitul integrat sînt de 240 mV, respectiv 400 mW. Corecția amplificatorului de eroare se face cu un condensator ceramic de 220 pF.

Performanțele stabilizatorului sînt bune; tensiunea pe sarcină nu se modifică la variația tensiunii de intrare, iar la variația curentului de sarcină între 0 . . . 150 mA, U_s se modifică cu 10 mV.

Ambele tipuri de surse pot utiliza orice tranzistor extern cu putere disipată $P_{dMAX} \geqslant 300$ mW și curent $I_{cMAX} \geqslant 200$ mA.

Pentru curent de sarcină ce depășește 150 mA și pînă la un curent de peste 5 A se recomandă folosirea a două tipuri de stabilizatoare de tensiune cu element de reglare cu două tranzistoare în serie și circuit integrat βA723 [19, 25, 14, 28].

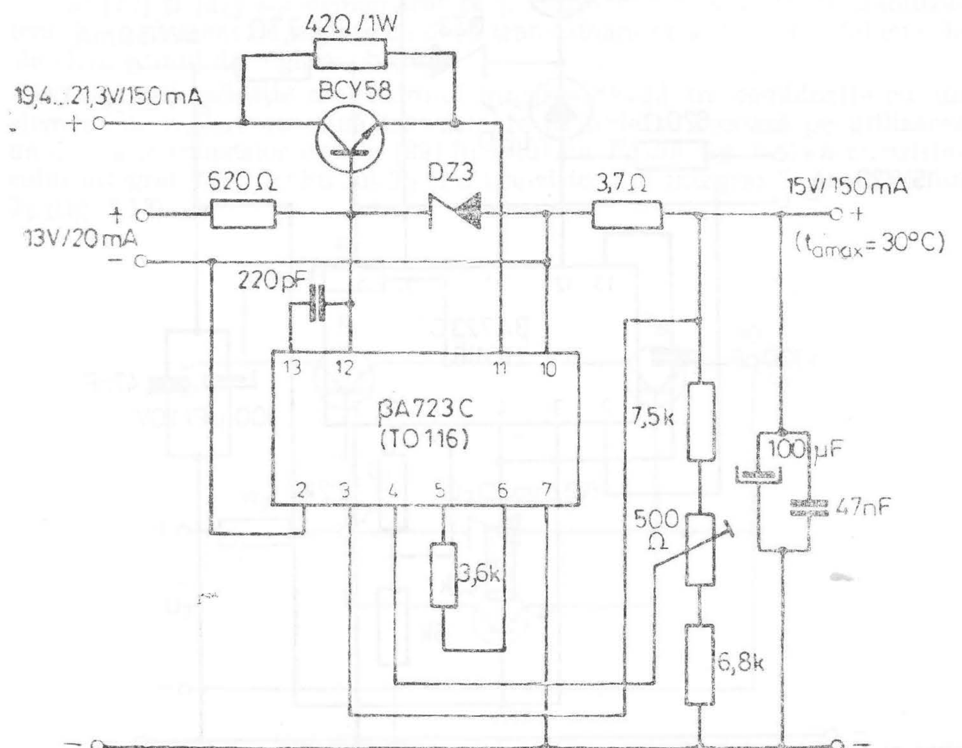


Fig. 5.15. Stabilizator de tensiune de 15 V/150 mA cu tranzistor extern de putere mică.

Primul tip de stabilizator conține elementul de reglare cu două tranzistoare în serie, prezentat anterior, ambele fiind externe circuitului integrat. Stabilizatorul necesită două surse de alimentare independente (fig. 5.16) [14]. Drept tranzistor de comandă T_3 se utilizează tranzistorul integrat T_{15}, care aici este supus la o putere disipată redusă datorită tensiunii sale U_{CE} de ordinul 2...2,3 V. Astfel, în aceste aplicații se poate utiliza circuitul integrat βA723 pînă la curentul lui maxim de 150 mA fără pericolul depășirii puterii disipate maxime pe capsulă [14]. De aceea, aplicațiile de tipul celor din fig. 5.16, 5,18 și 5.19 sînt deosebit de utile în practică [19, 25]. Ele reprezintă importante contribuții românești la teoria, calculul și aplicațiile stabilizatoarelor de tensiune, conducînd la realizarea unor mari economii de aluminiu (prin reducerea substanțială a dimensiunii radiatoarelor) și la extinderea spectaculoasă a utilizării circuitului integrat de putere redusă βA723 la surse de curent mare (5...7 A).

În fig. 5.16 se prezintă schema unui stabilizator pentru tensiunea ajustabilă de 5...15 V și curent maxim de 1 A [14]. Stabilizatorul trebuie

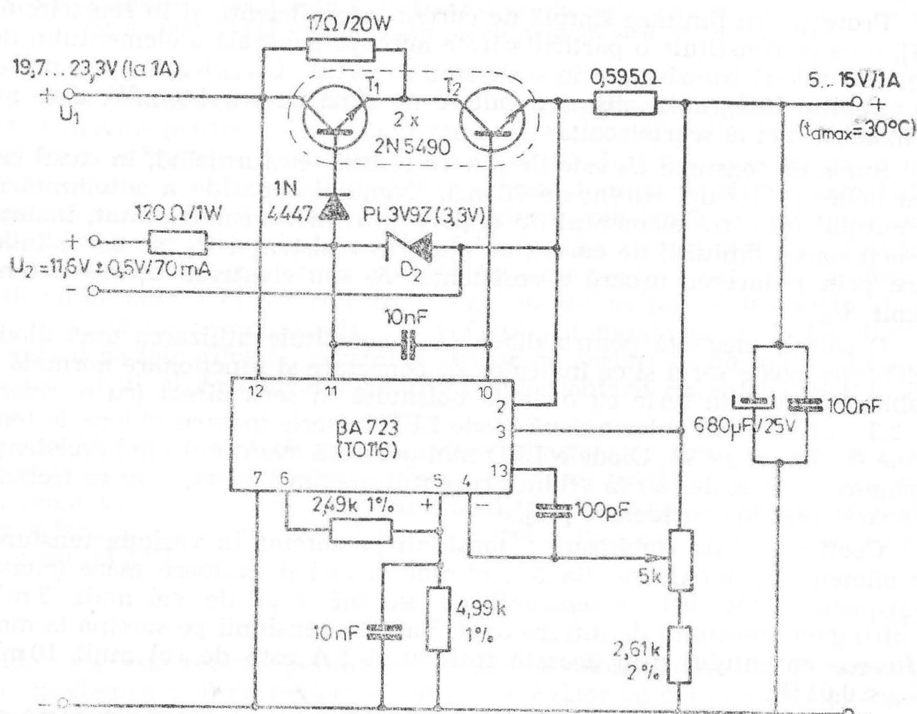


Fig. 5.16. Stabilizator de tensiune de 5...15 V/1 A cu două tranzistoare externe *npn*, în serie, cu T_2 izolat de radiator și cu două surse de alimentare.

alimentat de la un redresor care la 1 A furnizează 19,7...23,3 V (nominal 21,5 V), cu pulsații vîrf la vîrf de cel mult 1,6 V și care prezintă o rezistență internă de cca 2 Ω. Puterile disipate maxime pe cele două tranzistoare, T_1

și T_2, sînt de numai 4,9 W, respectiv 5,4 W și nu apar simultan, ceea ce permite folosirea unui radiator comun. Întrucît cele două tranzistoare nu au colectorul comun, este necesară izolarea tranzistorului T_2 față de radiator [28]. Pentru evitarea izolării este posibilă folosirea soluției din fig. 5.12 în locul lui T_1 (ceea ce impune creșterea tensiunii de alimentare și a tensiunii diodei D_2 cu 0,7 V).

Radiatorul comun necesar are suprafața doar de cca 40 cm² (pătrat, vertical, din tablă de aluminiu de 1 mm grosime, cu tranzistoarele montate central — unul pe o față, celălalt pe altă față — și strînse cu același șurub; desigur, tranzistorul T_2 trebuie izolat cu o foiță de mică de 0,1 mm, iar șurubul va fi izolat corespunzător în dreptul lui T_2).

Elementul de reglare necesită o corecție în plus, cu condensatorul de 10 nF ceramic pentru eliminarea oscilațiilor stabilizatorului. Dioda stabilizatoare se sortează pentru a avea la 20 mA o tensiune de 3,2...3,3 V. Rezistența de ocolire de 17 Ω se poate realiza din patru rezistențe de 68 Ω/5 W conectate în paralel.

Protecția cu limitare simplă de curent este eficientă și în scurtcircuit [14], ceea ce constituie o particularitate aproape generală a elementului de reglare cu două tranzistoare în serie cînd raportul U_{smax}/U_{smin} este mare. Pe circuitul integrat se disipă o putere maximă de cca 140 mW, care nu se mărește nici la scurtcircuit.

Sursa de tensiune U_2 este de putere redusă, ea furnizînd, în cazul cel mai defavorabil, un curent de 70 mA. Eventuala apariție a autolimitării curentului de către elementul de reglare prin mecanismul arătat, înainte de acționarea limitării de curent cu ajutorul rezistenței R_p, se poate înlătura prin reducerea ușoară a rezistenței R_2 sau creșterea ușoară a tensiunii U_2.

O soluție elegantă pentru dioda D_2 o constituie utilizarea unei diode LED (care poate servi și ca indicator de conectare și funcționare normală a stabilizatorului) în serie cu o diodă obișnuită în sens direct (cu o cădere de 2,3...2,4 V) sau chiar a două diode LED în serie (pentru cădere de tensiune de 3,2...3,4 V). Diodele LED mai prezintă avantajul unei rezistențe dinamice reduse, dar au în schimb curentul maxim limitat, ceea ce trebuie neapărat luat în considerare [14].

Coeficientul de stabilizare a tensiunii pe sarcină la variația tensiunii de alimentare, dat de relația 5.1, rămîne și aici de valoare mare (cîteva mii), astfel încît variația tensiunii pe sarcină este de cel mult 2 mV pentru gama tensiunii de intrare dată. Variația tensiunii pe sarcină la modificarea curentului prin aceasta între 0 și 1 A este de cel mult 10 mV ($R_{ieș}<0,01\ \Omega$).

Rezistența de ieșire a unui astfel de stabilizator se poate aproxima cu relațiile (5.2), (5.3), 5.4), în care trebuie utilizați parametrii h_{11e} și h_{21e} ai elementului de reglare complet [27], la curentul maxim al stabilizatorului. Aceștia se pot stabili ca la o conexiune Darlington realizată de T_{14}—T_{15}—T_2.

În fig. 5.17, *a* se prezintă principiul elementului de reglare cu două tranzistoare în serie, cu tranzistor de comandă (T_3) de tip opus [25]. Aceasta

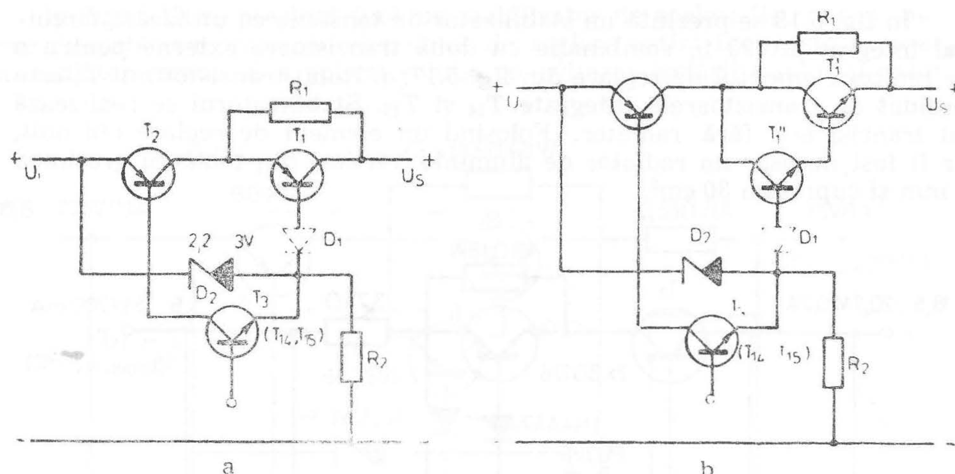


Fig. 5.17. Element de reglare cu două tranzistoare în serie, cu tranzistor de comandă de tip opus (a) și soluția pentru eliminarea izolării de radiator (b).

a permis eliminarea celei de a doua surse de alimentare. Este soluția cea mai potrivită pentru cazul cînd tranzistoarele nu necesită radiatoare sau trebuie prevăzute cu radiatoare mici. În cazul cînd se apreciază de la început că sînt necesare radiatoare cu suprafață importantă [14] este indicată folosirea unui radiator comun și eliminarea izolării unui tranzistor față de radiator prin soluția din fig. 5.17, *b*. Aici, tranzistorul T_1 a fost înlocuit printr-un tranzistor compus (dublet) cu inversare de tip, în care tranzistorul de putere T_1'' are colectorul legat în același punct cu colectorul lui T_2. În acest fel tranzistoarele T_1' și T_2 se pot monta pe același radiator, eventual pe fețe diferite, central și strînse cu același șurub (nu se dispune de un calcul al radiatorului pentru cazul montării excentrice a tranzistoarelor).

În [27] s-a arătat că performanțele asigurate de acest tip de element de reglare sînt comparabile cu cele ale primului tip de element de reglare cu două tranzistoare în serie (cu tranzistor de comandă de același tip). Deosebire apare numai la relația de calcul a parametrului h_{11e}, care aici se prezintă [27]

$$h_{11e} = h_{11e3} + h_{21e3} \cdot 2r_{D2}, \tag{5.13}$$

unde : r_{D2} este rezistența dinamică a diodei stabilizatoare D_2. Parametrul h_{21e} al elementului de reglare rămîne asemănător cu cel al unei conexiuni Darlington a tranzistoarelor T_2 și T_3 :

$$h_{21e} = h_{21e2}\, h_{21e3}. \tag{5.14}$$

Cu ajutorul acestor parametri și a relațiilor (5.2), (5.3) și (5.4) se poate anticipa rezistența de ieșire a stabilizatorului și apoi variația tensiunii de ieșire cu curentul de sarcină.

În fig. 5.18 se prezintă un stabilizator de tensiune ce utilizează circuitul integrat βA723 în combinație cu două tranzistoare externe pentru a se realiza elementul de reglare din fig. 5.17, *a*. Rolul tranzistorului T_3 este preluat de tranzistoarele integrate T_{14} și T_{15}. Stabilizatorul se realizează cu tranzistoare fără radiator. Folosind un element de reglare obișnuit, ar fi fost necesar un radiator de aluminiu vertical din tablă cu grosimea 1 mm și suprafața 30 cm^2.

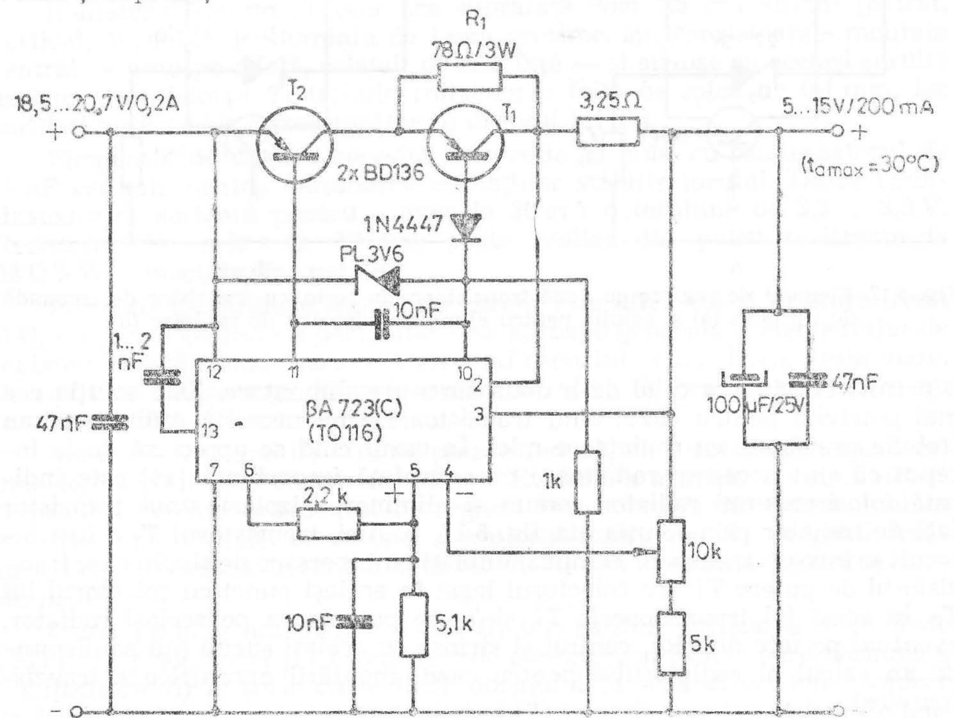


Fig. 5.18. Stabilizator de tensiune de 5—15 V/200 mA cu element de reglare cu două tranzistoare în serie *pnp* și o singură sursă de alimentare.

Stabilizatorul trebuie alimentat de la un redresor cu tensiunea nominală 19,6 V și cu pulsații vîrf la vîrf mai mici de 0,6 V la curentul maxim de 200 mA, avînd rezistența internă de cca 14,7 Ω.

Este necesară o corecție cu condensator de 1 . . . 2 nF între terminalele 13 și 12. Prezența oscilațiilor tensiunii de ieșire la anumiți curenți de sarcină se poate constata și fără osciloscop. Astfel, dacă se variază curentul de sarcină între 0 și valoarea maximă, la un anumit curent apar oscilațiile și tensiunea pe sarcină se modifică cu mai mult de cîțiva mV (cel mult 10 mV) cît este normal. Toate cele cinci condensatoare de 1 . . . 47 nF trebuie să fie ceramice.

Rezistența R_1 se poate găsi prin sortare din rezistențele bobinate de 75 Ω/3 W±5%. Limitarea de curent simplă este eficientă și la scurtcircuit. Circuitul integrat βA723 asigură stabilizatorului performanțe ridicate, ca și în cazurile prezentate anterior.

În fig. 5.19 se prezintă încă un stabilizator de același tip, dar cu putere disipată mai mare pe elementul de reglare astfel încît este necesar un radiator comun. S-a aplicat soluția cu evitarea izolării unui tranzistor

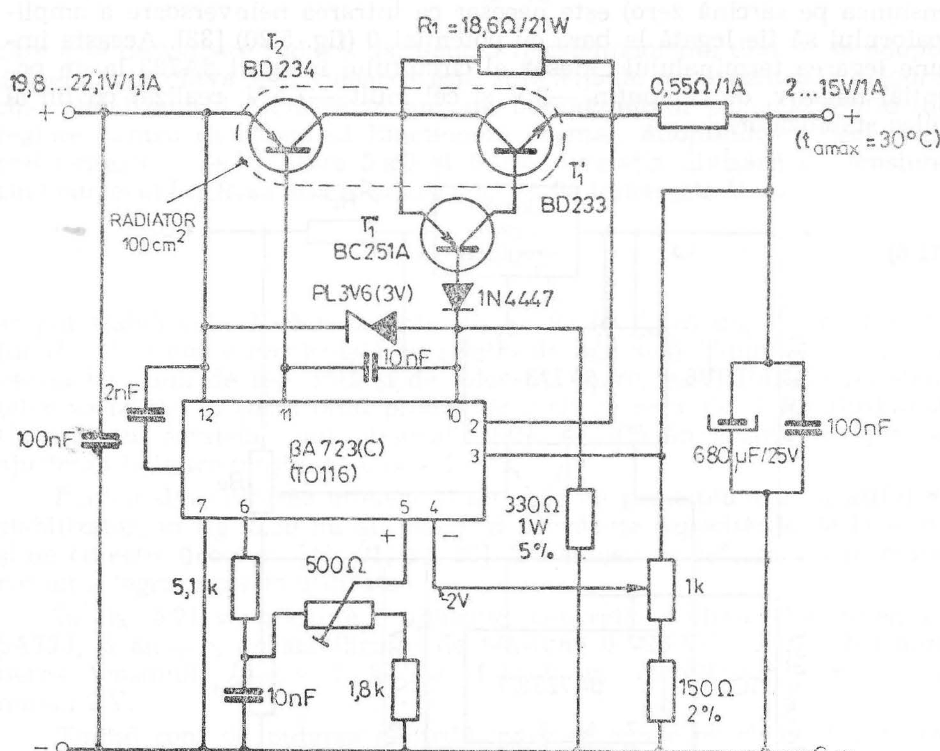


Fig. 5.19. Stabilizator de tensiune de 2—15 V/1 A cu două tranzistoare în serie, fără izolație față de radiator, cu o singură sursă de alimentare.

(fig. 5.17, b). Tranzistorul T_1'' a rezultat de putere redusă. Stabilizatorul s-a realizat cu tranzistoare T_1' și T_2 uzuale, dar cu arie mică de contact pe radiator, ceea ce a condus la o suprafață de radiator relativ mare. Cu tranzistoare de putere disipată limită ceva mai ridicată, radiatorul s-ar reduce sensibil. Aici este necesar un radiator plan, vertical, din tablă de aluminiu de grosime 2 mm și suprafață 100 cm². Tranzistoarele se montează central, pe cele două fețe și se string cu același șurub.

Rezistența R_1 se realizează din trei rezistențe bobinate de 6,2 Ω/7 W în serie sau de 56 Ω/7 W în paralel. Stabilizatorul este protejat la supracurent și la scurtcircuit. Ajustarea limitei de 2 V se poate face cu potențiometrul de 500 Ω cînd cursorul potențiometrului de 1 kΩ este în poziția limită de sus. Schimbînd rezistența fixă de 150 Ω se poate ajusta apoi la nevoie, limita de 15 V cînd cursorul potențiometrului de 1 kΩ este în poziția de jos.

5.1.4. STABILIZATOR DE TENSIUNE CU REGLAJ DE LA ZERO

Pentru reglarea de la zero a tensiunii stabilizate, cînd intrarea inversoare a amplificatorului de eroare ajunge și la potențialul 0 (pentru tensiunea pe sarcină zero) este necesar ca intrarea neinversoare a amplificatorului să fie legată la bara cu potențial 0 (fig. 5.20) [33]. Aceasta impune legarea terminalului „Masă" al circuitului integrat βA723 la un potențial negativ, de cel puțin —2 V și cel mult —7,5 V, realizat cu un al doilea stabilizator.

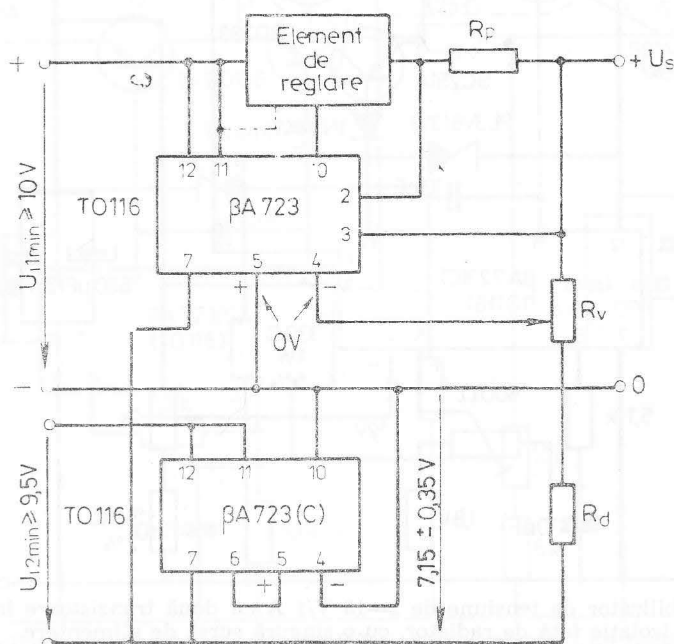


Fig. 5.20. Principiul stabilizatorului cu reglare de la zero realizat cu circuite integrate βA723.

Dacă tensiunea stabilizată maximă impusă de sarcină nu depășește cca 24 V (pentru cazul utilizării elementului de reglare cu două tranzistoare în serie cca 21 V), este indicată utilizarea unui stabilizator auxiliar de 7,15 ± 0,35 V (aici intervenind dispersia de fabricație a tensiunii de referință), care este mai simplu decît un stabilizator de tensiune de 2 . . . 6,8 V (fig. 5.3). Acesta din urmă trebuie utilizat atunci cînd tensiunea stabilizată maximă depășește 24 V.

În fig. 5.20 elementul de reglare poate fi cu un tranzistor extern *npn* sau *pnp* [11, 31, 14] sau cu două tranzistoare în serie [14, 25], așa cum s-a arătat în aplicațiile din acest capitol. În ultimul caz, pentru a se evita o a treia sursă de alimentare, se recomandă folosirea variantei cu tranzistoare *pnp* (fig. 5.17).

Cel de al doilea stabilizator utilizat în fig. 5.20 va fi încărcat cu curentul maxim :

$$I_{s2max} \leqslant \frac{U_{smax}+7,5}{R_v+R_d}, \tag{5.15}$$

care este de valoare redusă, dacă suma rezistențelor din divizor se adoptă de cel puțin cîțiva kΩ. Valoarea este suficient de mică pentru a asigura, cînd stabilizatorul lucrează în gol, un curent minim prin elementul de reglare pentru ca acesta să funcționeze normal. Adoptîndu-se deci suma rezistențelor R_v+R_d peste 5 kΩ și folosind relația divizării de tensiune cînd cursorul lui R_v se află în poziția de jos (la ieșire este U_{smax})

$$7,15=U_{smax}\frac{R_d}{R_v} \tag{5.16}$$

se pot stabili cele două rezistențe, R_v și R_d (desigur, după normalizarea lui R_v, R_d trebuie recalculată cu relația de mai sus). Ținînd cont de dispersia tensiunii de referință și de toleranța mare, inevitabilă, a rezistențelor variabile, în cazul unui produs de serie se prevede și R_d ajustabilă. Cu ajutorul acesteia, cînd cursorul lui R_v se află în poziția de jos, se ajustează la ieșire tensiunea U_{smax} dorită.

Pentru simplificarea înțelegerii schemei de principiu a unui astfel de stabilizator, în fig. 5.20 nu au mai fost prevăzute capacitățile de la ieșire și de corecție necesare [11, 31, 14, 25]. Tensiunea de referință a primului circuit integrat nu este utilizată.

În fig. 5.21 se prezintă o aplicație concretă a circuitelor integrate βA723, și anume, un stabilizator de tensiune 0—26 V/0,5 A. Pentru obținerea tensiunii U_{max} = 26 V s-a folosit un stabilizator auxiliar de numai 2 V.

Ținînd cont de puterea disipată mare ce apare pe elementul de reglare, se utilizează soluția cu două tranzistoare în serie și rezistență de ocolire [25] astfel încît se pot folosi tranzistoare de putere fără radiator. Cu ajutorul potențiometrului R_{v3} se va ajusta mai întîi tensiunea auxiliară la 2 V, apoi, punînd cursorul potențiometrului R_{v1} în poziția de jos (pentru a se obține U_{smax}), se ajustează din R_{v2} tensiunea maximă pe sarcină la 26 V.

Redresorul de alimentare principal (care furnizează tensiunea U_{i1}) trebuie să aibă o rezistență internă de cca 6,25 Ω și pulsații vîrf la vîrf mai mici decît 0,6 V. Cel de al doilea redresor este de curent mai redus și nepretențios. El trebuie să furnizeze o tensiune minimă de 9,6 V cu pulsații vîrf la vîrf sub 0,2 V.

La stabilizatorul principal s-au aplicat corecțiile corespunzătoare tipului de element de reglare folosit [25].

Stabilizatorul suportă fără nici o altă măsură regimul de scurtcircuit.

Performanțele realizate sînt cele tipice stabilizatoarelor cu circuit integrat βA723. O variație sesizabilă prezintă tensiunea pe sarcină (sub 10 mV) la modificarea curentului de sarcină între 0 și 0,5 A.

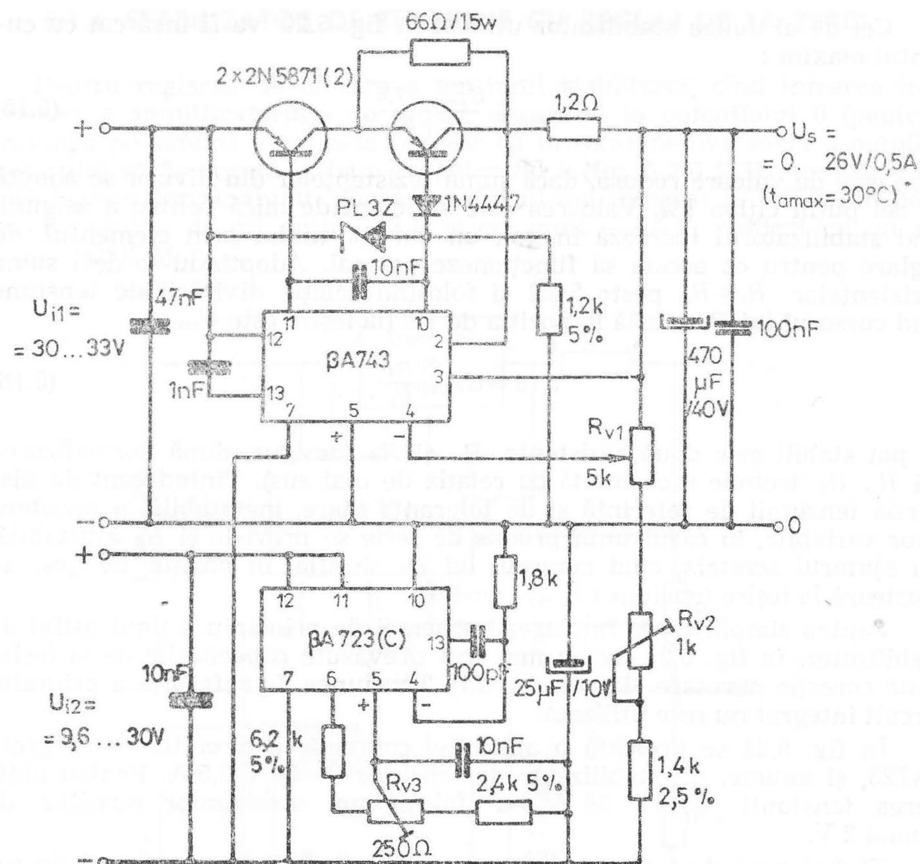


Fig. 5.21. Stabilizator de tensiune 0—26 V/0,5 A.

5.2. STABILIZATOARE DUALE CU CIRCUIT INTEGRAT ROB1468

Alimentarea circuitelor integrate liniare se face deseori de la două surse ce furnizează tensiuni stabilizate simetrice față de masă, care trebuie să se mențină în valoare absolută egale (să se urmărească), chiar dacă una dintre ele se modifică ușor [12].

Principiul stabilizatorului dual ROB1468 este prezentat în fig. 5.22 [12]. Stabilizatorul de tensiune pozitivă, realizat cu tranzistorul T^+ și amplificatorul A^+, furnizează una din cele două tensiuni de ieșire ($+U_e$). Amplificatorul cu amplificare mare A^-, avînd între cele două intrări o diferență de potențial aproape nulă și avînd intrarea neinversoare legată la masă, asigură punctului median al brațului cu cele două rezistențe R

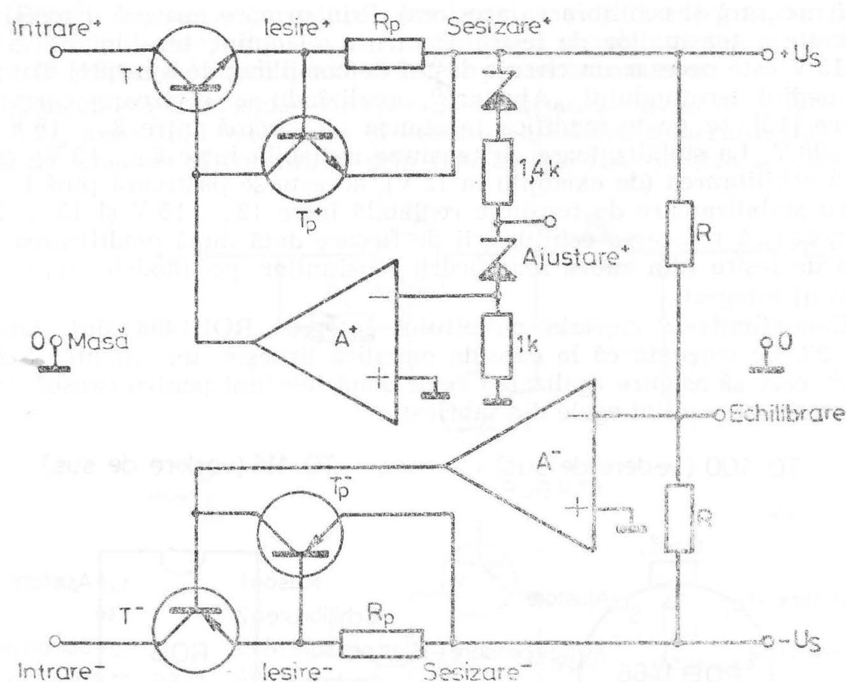


Fig. 5.22. Principiul de funcționare al stabilizatorului dual ROB1468.

egale potențial foarte apropiat de zero. Tensiunile pe cele două rezistențe fiind egale, rezultă la ieșire două tensiuni simetrice față de masă. În acest fel, tensiunea negativă urmărește tensiunea pozitivă. Tranzistorul T^- servește ca element de reglare pentru tensiunea negativă, preluînd diferența pînă la tensiunea de alimentare.

Cele două brațe R sînt realizate în circuitul integrat insuficient de simetrice, astfel că s-a prevăzut posibilitatea conectării externe a unui divizor (la terminalul „Echilibrare") pentru realizarea egalității celor două tensiuni. Practic, întotdeauna după ajustarea tensiunii $+U_s$ este necesară „echilibrarea" din exterior, care afectează numai tensiunea negativă $-U_s$.

Între ieșirile celor două amplificatoare și masă se conectează condensatoare de corecție (la terminalele „Compensare"), care asigură eliminarea oscilațiilor stabilizatoarelor.

Circuitul integrat mai include cele două tranzistoare care realizează protecția prin limitare de curent T_p^+ și T_p^- (rezistențele R_p urmînd a se conecta din exterior). Întrucît baza tranzistoarelor de protecție este legată la borna Ieșire în interiorul integratului, apar probleme legate de conectarea tranzistoarelor de reglare externe la circuit (cum se va vedea).

Circuitul ROB1468 are divizorul de la ieșire realizat cu rezistențe și diode Zener [12] astfel că fără a se interveni la terminalul „Ajustare" se pot obține două tensiuni fixe de +14,5 ... 15,5 V și —14,5 ... 15,5 V

(fiind necesară şi echilibrarea acestora). Prin urmare apare o dispersie de fabricaţie a tensiunilor de ieşire. Pentru a se obţine tensiuni de +15 V şi —15 V este necesar un circuit destul de complicat de ajustare. Tot prin intermediul terminalului „Ajustare", realizîndu-se divizoare corespunzătoare [12], se poate modifica tensiunea pe sarcină între 8...15 V sau 15...20 V. La stabilizatoare cu tensiune reglabilă între 8...12 V, odată făcută echilibrarea (de exemplu la 12 V), aceasta se păstrează pînă la 8 V. Pentru stabilizatoare de tensiune reglabilă între 12...15 V şi 15...20 V este necesară refacerea echilibrării de fiecare dată după modificarea tensiunii de ieşire (din cauza modificării tensiunilor pe diodele zener din divizorul integrat).

Conexiunile la capsula circuitului integrat ROB1468 sînt date în fig. 5.23. Se constată că la capsula metalică lipseşte terminalul „Echilibrare", care să asigure egalizarea celor două tensiuni pentru capsule unde acestea nu au rezultat egale din fabricaţie.

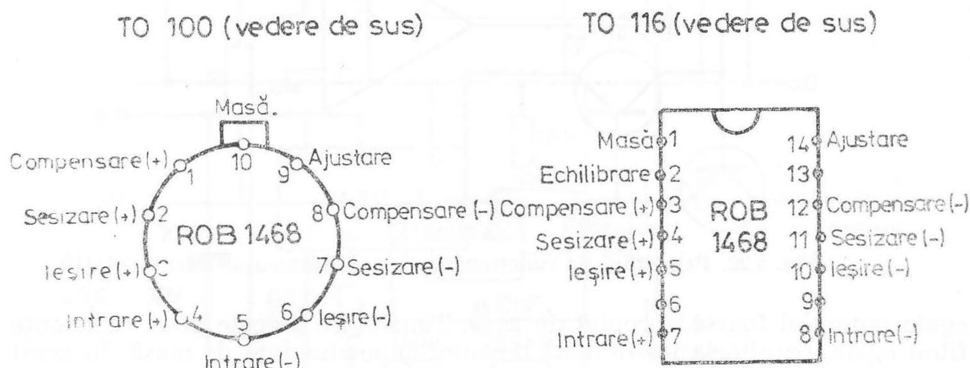


Fig. 5.23. Capsulele şi terminalele circuitului integrat ROB1468.

Principalele mărimi limită şi caracteristici ale circuitului integrat ROB1468 sînt [12, 32] :

— tensiuni maxime de intrare ±30 V ;

— curent maxim de ieşire (prin T^+ şi T^-) : 100 mA ;

— putere disipată maximă pe capsula de plastic : 670 mW [32] şi pe capsula metalică 500 mW ;

— variaţia maximă a tensiunii de ieşire pentru o modificare a tensiunii de intrare de la 18...30 V : <10 mV ;

— variaţia maximă a tensiunii de ieşire pentru o modificare a curentului de sarcină de la 0...50 mA : <10 mV ;

— rejecţia tensiunii de ondulaţie : 75 dB ;

— tensiunea minimă pe tranzistoarele de reglaj (diferenţa minimă dintre intrare-ieşire) : 2 V ;

— curent consumat în gol : ⩽4 mA, de la sursa pozitivă şi ⩽3 mA, de la sursa negativă ;

— coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate : 0,4 mV/°C [12].

Pentru limitarea curentului prin sarcină și prin integrat, la fiecare din cele două surse, se poate utiliza limitarea simplă sau limitarea cu întoarcere [12] ca și la stabilizatorul βA723 prezentat anterior.

Conectarea tranzistoarelor externe la circuitul integrat se face ca în fig. 5.24, necesitînd verificarea și eventual ajustarea experimentală a căderii de tensiune și curentului prin rezistențele R_B. Acestea se dimensio-

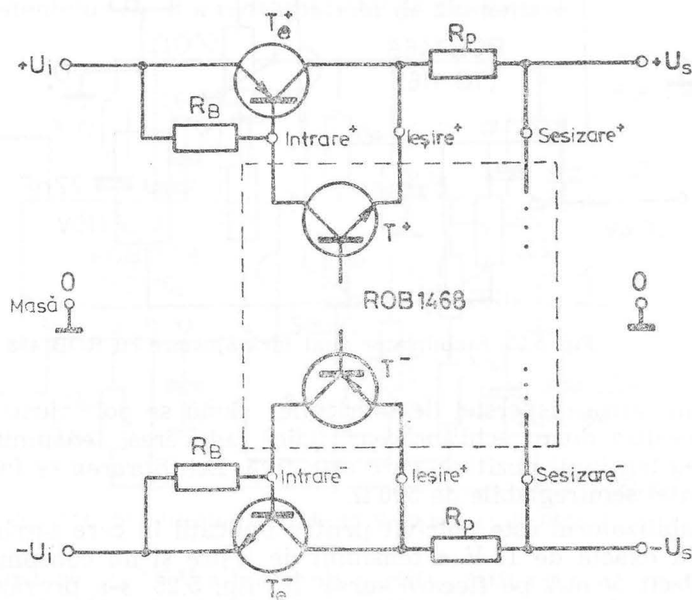


Fig. 5.24. Conectarea tranzistoarelor externe la stabilizatorul dual ROB1468.

nează astfel ca la deschiderea tranzistoarelor externe (cu U_{BE} = 0,8 . . . 1 V pentru siliciu) prin tranzistoarele integrate să circule un curent de cel mult 20 mA [12]. Rezultă rezistențe R_B de ordinul ≥39 . . . 51 Ω. Ca și în cazul elementului de reglare cu tranzistoare în conexiune Darlington, este necesar să se asigure o tensiune minimă între emitorul și colectorul tranzistorului extern, de 2,8 . . . 3 V, pentru evitarea saturației.

Nu este posibilă atașarea la acest tip de circuit integrat a elementului de reglare cu două tranzistoare în serie.

5.2.1. STABILIZATOARE DUALE FĂRĂ TRANZISTOARE EXTERNE

În fig. 5.25 se prezintă un stabilizator dual cu ROB1468, care furnizează două tensiuni identice — una pozitivă și alta negativă față de terminalul „Masă". Tensiunile pot avea valori cuprinse în domeniul 14,5 . . . 15,5 V

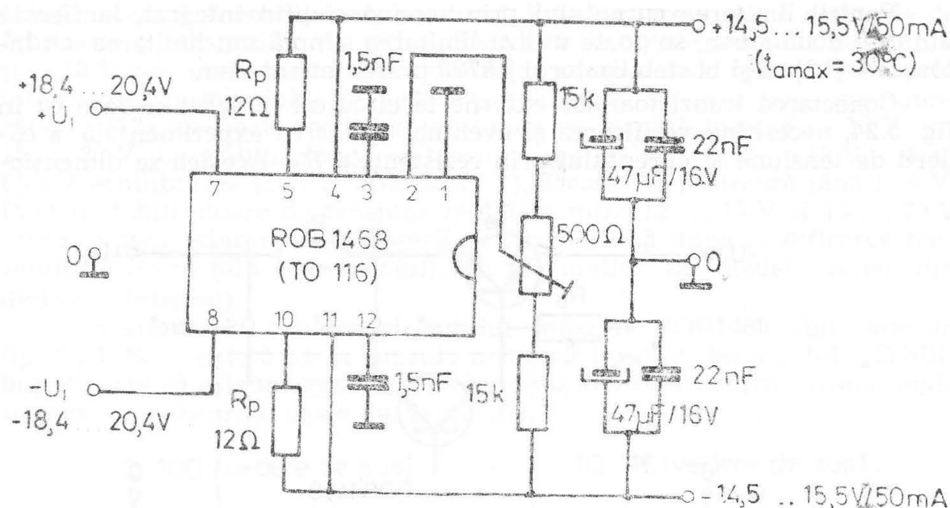


Fig. 5.25. Stabilizator dual fără ajustare cu ROB1468.

[32], din cauza dispersiei de fabricație, și nu se pot ajusta la 15 V. Se poate realiza doar „echilibrarea", adică aducerea tensiunii negative la valoarea tensiunii pozitive, care este fixă. Echilibrarea se face cu ajutorul rezistenței semireglabile de 500 Ω.

Stabilizatorul este potrivit pentru aplicații în care sarcina nu impune valoarea exactă de 15 V a tensiunii de ieșire și nu consumă curent mai mare decît 50 mA pe fiecare sursă. În fig. 5.25 s-a prevăzut o limitare simplă de curent care nu protejează circuitul integrat și la scurtcircuit.

Stabilizatorul trebuie alimentat de la un redresor cu tensiune nominală de 19,4 V la 50 mA și funcționează normal pentru variații maxime ale tensiunii rețelei de ±5%. Redresorul trebuie dimensionat ca să asigure pulsații vîrf la vîrf sub 0,1 V și să prezinte o rezistență internă de ordinul 58 Ω [14].

Performanțele stabilizatorului sînt în conformitate cu cele date în catalog ; pentru o variație a tensiunii de intrare de 2 V, tensiunea de ieșire se modifică cu cel mult 2 mV, iar la variația curentului de sarcină între 0...50 mA modificarea tensiunii de ieșire este de valoare sub 10 mV. Puterea disipată maximă pe capsulă fiind limitată la 670 mW (din care cca 120 mW corespunde consumului propriu al integratului), este necesară limitarea curentului la 50 mA.

Pentru sarcini care consumă curenți diferiți de la cele două ieșiri este posibilă creșterea unuia dintre curenții prevăzuți mai sus (50 mA), în contul reducerii cu aceeași cantitate a celuilalt. Este însă necesară, în acest scop, recalcularea rezistențelor R_p (pe care trebuie să cadă o tensiune de cca 0,6 V) la curentul maxim corespunzător ieșirii respective. Desigur, este necesară calcularea corespunzătoare și a celor două redresoare de alimentare.

În fig. 5.26 se prezintă un stabilizator dual cu circuit integrat ROB1468 la care este posibilă ajustarea tensiunii pozitive la +15 V și prin echilibrare — aducerea tensiunii negative la —15 V. Datorită acestei ajustări, curentul maxim al stabilizatorului poate fi mărit la 60 mA pentru fiecare sursă. Și aici este posibilă „dezechilibrarea" curenților maximi de sarcină (fără a se depăși pe o ieșire 100 mA !), cu calcularea corespunzătoare a rezistențelor R_p și a redresoarelor de alimentare.

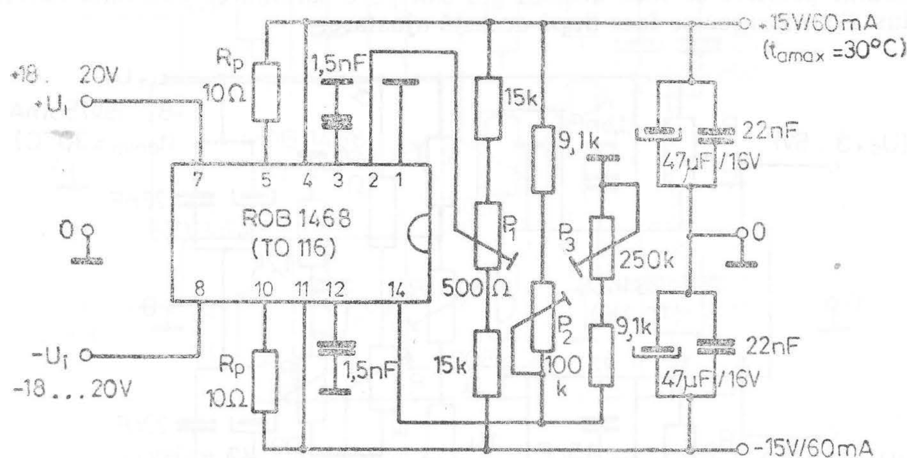


Fig. 5.26. Stabilizator dual de 15 V/60 mA cu ROB1468.

Pentru ajustarea la 15 V a tensiunii pozitive (atît în cazul cînd se utilizează un circuit integrat cu tensiunea fără ajustare sub 15 V, cît și în cazul cînd se utilizează unul cu tensiunea peste 15 V) a fost necesară introducerea între tensiunea pozitivă — terminalul „Ajustare" și masă a unui divizor compus din 2 rezistențe fixe și 2 semivariabile. Rezistențele fixe limitează domeniile de ajustare și evită deteriorarea circuitului integrat cînd unele semireglabile sînt la limită. Ajustările necesare ale tensiunii pozitive se fac astfel. Stabilizatorul se pune în funcțiune în gol sau pe o sarcină ce consumă curent ≪ 60 mA. Rezistența semireglabilă P_2 se introduce complet (100 kΩ) și cu rezistența semireglabilă P_3 (250 kΩ) se încearcă ajustarea la 15 V a tensiunii pozitive. Dacă operația nu reușește (adică tensiunea pozitivă rămîne deasupra lui 15 V), se scoate complet sau aproape complet rezistența P_2 și se încearcă ajustarea tensiunii pozitive cu rezistența P_3. În mod normal ajustarea trebuie să reușească. Divizorul a fost dimensionat astfel încît să se poată face ajustarea chiar și pentru unele circuite integrate ce fără ajustare ies ușor din domeniul 14,5 . . . 15,5 V. În continuare este necesară aducerea la 15 V a tensiunii negative prin echilibrare cu potențiometrul P_1. La acest reglaj, tensiunea pozitivă nu se modifică.

Stabilizatorul dual din fig. 5.26 trebuie alimentat de la un redresor cu tensiunea nominală la 60 mA de 19 V, cu pulsații vîrf la vîrf de cel

mult 0,1 V și cu rezistența internă de cca 47 Ω [14]. Performanțele date anterior, la stabilizatorul fără ajustare se păstrează.

În fig. 5.27 se prezintă un stabilizator dual cu tensiunile cuprinse între 8—15 V. El este recomandat ca stabilizator de tensiuni fixe, cuprinse în domeniul dat, pentru că în cazul tensiunii de ieșire variabile se impune folosirea unei tensiuni de alimentare fixe de valoare nominală 20 V și limitarea curentului prin sarcină la o valoare mult mai mică. Ajustarea tensiunii pozitive se face deci în gol sau pe o sarcină ce consumă curent redus. Echilibrarea se face după această ajustare.

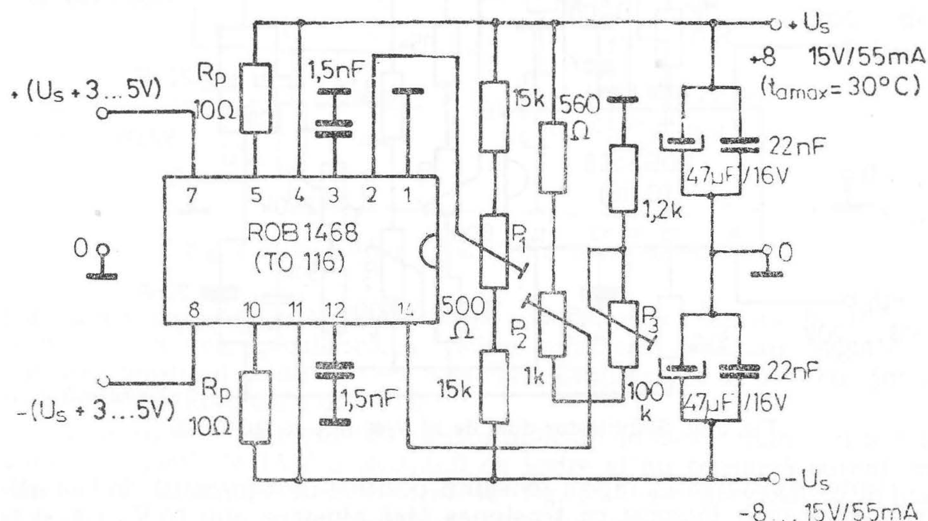


Fig. 5.27. Stabilizator dual cu tensiunea cuprinsă între 8—15 V.

Pentru ajustarea unei tensiuni de la limita inferioară a gamei (apropiată de 8 V), rezistența P_3 trebuie introdusă complet în circuit, iar cu potențiometrul P_2 se aduce tensiunea pozitivă de la ieșire la valoarea necesară. Pentru ajustarea unei tensiuni apropiate de limita superioară a gamei, se reduce rezistența P_3 spre zero pînă ce tensiunea $+U_s$ se apropie de valoarea dorită, iar cu potențiometrul P_2 se face reglarea fină a valorii acesteia.

Tensiunile de alimentare trebuie să aibă valoarea nominală de ordinul U_s+4 V și variații maxime de ± 1 V (datorate rețelei ce alimentează redresorul). Redresorul trebuie să prezinte o rezistență internă de ordinul

$$R_{ir}=2{,}5\,(U_s+4) \quad [\Omega],\ [\mathrm{V}] \tag{5.17}$$

și pulsații vîrf la vîrf de cel mult 0,1 V.

Este posibilă și aici dezechilibrarea curenților de sarcină, fără ca cel mai mare dintre aceștia să depășească 100 mA. Este necesară însă recalcularea rezistențelor R_p și a redresoarelor de alimentare [14].

Performanțele stabilizatorului sînt cele prezentate în aplicațiile anterioare.

În fig. 5.28 se prezintă un stabilizator dual cu tensiunile de ieșire cuprinse între 15 ... 20 V, care poate asigura sarcinii curenți pînă la 50 mA (sau dezechilibrați dacă se iau măsurile corespunzătoare, cum s-a arătat mai sus).

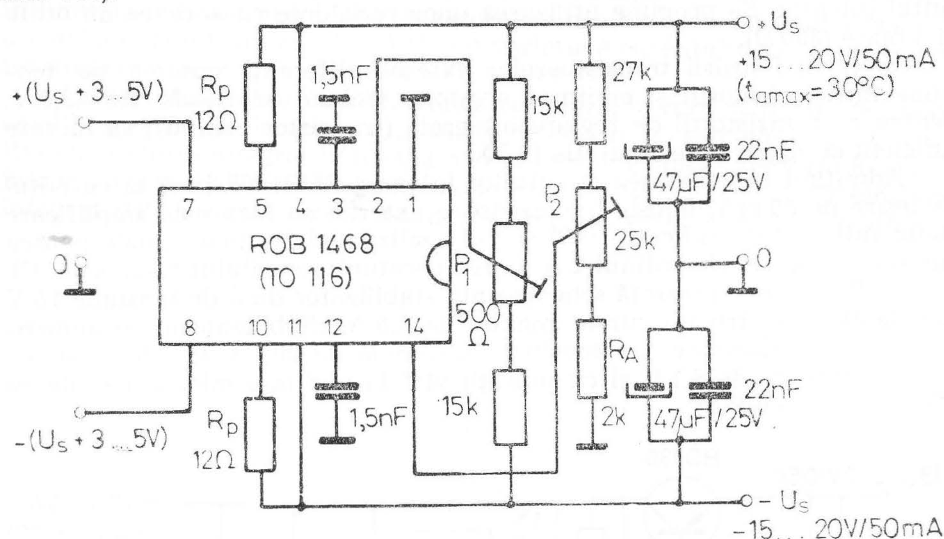


Fig. 5.28. Stabilizator dual cu tensiunea cuprinsă între 15—20 V.

Și în acest caz este necesar circuitul extern de echilibrare, chiar dacă în manuale este omis. Ca și în cazul precedent, se recomandă folosirea stabilizatorului cu tensiuni de ieșire fixe, ajustate inițial în gol.

Ajustarea tensiunii pozitive se face cu potențiometrul P_2. Pentru evitarea utilizării a două rezistențe semireglabile (ceea ce ar fi permis o ajustare fină) s-a adoptat pentru P_2 o valoare mai redusă decît cea recomandată [12], asigurîndu-se totuși un reglaj acceptabil în gama 15—20 V pentru majoritatea capsulelor ROB1468. Cînd cursorul lui P_2 se află în poziția de jos, tensiunea de ieșire pozitivă are o valoare de aproximativ 20 V. Se atrage atenția asupra faptului că rezistența R_A din divizorul de ajustare nu poate fi de valoare mai mică de 2 kΩ, întrucît din cauza curentului prin ea este posibilă defectarea circuitului integrat.

Față de alte circuite anterioare, curentul maxim de sarcină a fost micșorat la 50 mA din cauza puterii disipate în gol pe circuitul integrat mai mare la tensiunea de alimentare din acest caz.

Redresorul de alimentare trebuie să îndeplinească aceleași condiții citate la exemplul prezentat în fig. 5.27.

5.2.2. STABILIZATOR DUAL CU TRANZISTOARE EXTERNE

Pentru a furniza sarcinii curenți mai mari decît 50 ... 60 mA, în cazul alimentării stabilizatorului de la redresoare (care prezintă variații de tensiune provocate de rețea) este necesară atașarea unor tranzistoare ex-

terne de putere corespunzătoare la circuitul integrat, așa cum s-a arătat în fig. 5.24. Valoarea rezistenței R_B din fig. 5.24 nu trebuie totuși să fie atît de redusă (47 Ω) cum se recomandă în [12], deoarece în cazul unor stabilizatoare de curent mare se mărește inutil puterea disipată pe circuitul integrat. Se propune utilizarea unor rezistențe cu aproape un ordin mai mare (390 Ω).

În cazul folosirii tranzistoarelor externe, diferența minimă de tensiune între colectorul și emitorul acestora trebuie să fie de 2,8—3,0 V, pentru ca tranzistorul de reglare integrat (tranzistor compus) să lucreze suficient de departe de saturație (2 V).

Admițînd funcționarea circuitului integrat ROB1468 pînă la curentul de ieșire de 50 mA, folosind tranzistoare externe cu factor de amplificare static suficient de ridicat (>40) se pot realiza stabilizatoare duale pentru curenți de sarcină de ordinul 2 A (la temperatură a mediului $t_{amax} \leq 30$ °C).

În fig. 5.29 se prezintă schema unui stabilizator dual de tensiune 15 V (ajustată) și pentru un curent maxim de 0,5 A. Stabilizatorul se alimentează de la redresoare cu tensiune nominală de 20,1 V la 0,5 A, cu rezistență internă de 6,1 Ω și cu pulsații vîrf la vîrf mai mici sau egale cu 1 V (desigur la 0,5 A).

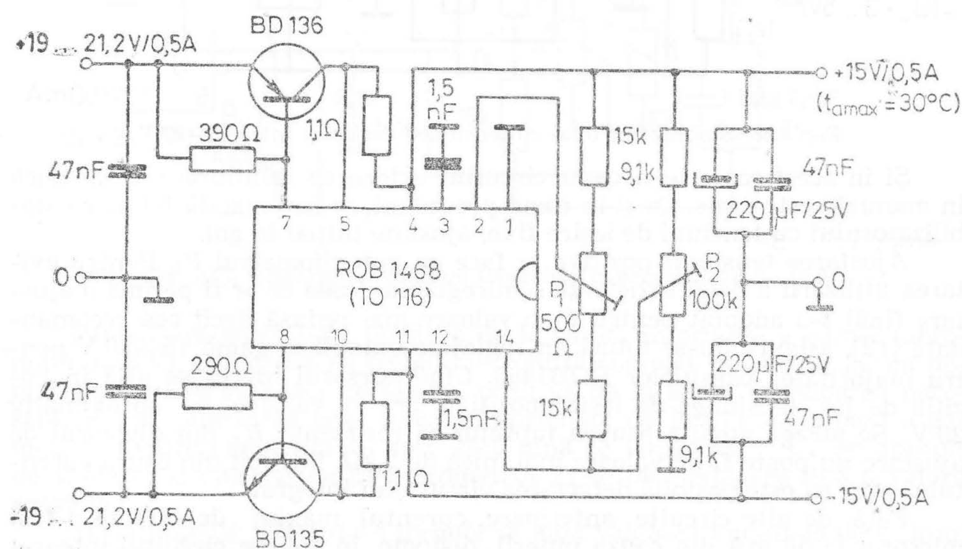


Fig. 5.29. Stabilizator dual cu tranzistoare externe, de 15 V/0,5 A.

Puterea maximă disipată pe capsula circuitului integrat este de cel mult 290 mW, iar pe fiecare tranzistor extern 2,9 W. Tranzistoarele trebuie montate central pe radiatoare verticale separate, de aluminiu, folosind vaselină siliconică pe locul de contact. Radiatoarele sînt pătrate, cu latura de 5 cm și sînt executate din tablă de grosime 2 mm.

Radiatoarele au fost dimensionate pentru o temperatură maximă a mediului de 30 °C.

La punerea în funcțiune, în gol, se ajustează tensiunea pozitivă la 15 V din potențiometrul P_2, apoi se face echilibrarea — aducerea tensiunii negative la 15 V — cu potențiometrul P_1.

La curent de sarcină constant și la o variație a tensiunii de intrare în limitele indicate, tensiunea pe sarcină se modifică cu cel mult 1 mV. La o tensiune de intrare constantă și la o variație a curentului de la 0 la 0,5 A, tensiunea pe sarcină se modifică cu cel mult 8 mV.

Un stabilizator dual cu tensiunea reglabilă, la care să nu fie necesară echilibrarea după fiecare modificare a tensiunii pe sarcină se poate realiza cu circuitul integrat ROB1468 numai pentru gama de tensiuni 8—12 V, întrucît peste 12,5 V se deschid diodele Zener din divizorul de tensiune integrat [12], iar ramurile acestuia nu prezintă simetrie satisfăcătoare.

CAPITOLUL 6

CIRCUITE DE TEMPORIZARE ȘI COMANDĂ ÎN FAZĂ

6.1. APLICAȚII ALE CIRCUITULUI INTEGRAT βE555

Circuitul integrat temporizator βE555 prezintă un număr mare de aplicații [9, 6], deosebit de utile în practică.

Schema bloc a circuitului βE555 este prezentată în fig. 6.1, iar conexiunile la capsulă sînt date în fig. 6.2.

Comparatorul C_1 servește la stabilirea circuitului basculant bistabil CBB în starea „1" ($Q=0$), asigurînd la ieșire (după amplificatorul A) un nivel de tensiune ridicat. El apare la terminarea unui impuls de declanșare pozitiv de durată mare, aplicat la intrarea inversoare a comparatorului C_1.

Comparatorul C_2 servește la restabilirea circuitului basculant bistabil CBB în starea „0" în scopul anulării nivelului ridicat de la ieșire după un timp ce este în funcție de nivelul tensiunii de comandă (aplicată la intrarea inversoare a lui C_2). Operația de restabilire are loc în momentul în care o tensiune liniar variabilă (realizată pe un condensator C exterior, conectat la pinul „Descărcare") aplicată la intrarea „Prag" devine egală cu tensiunea de comandă.

Un nivel coborît de tensiune (<1 V) aplicat la terminalul 7(4) forțează, prin tranzistorul T_1, restabilirea circuitului basculant bistabil CBB (starea „0") și menținerea lui în această stare atît timp cît este nevoie, indiferent de situația la intrările comparatoarelor. Pentru a se evita comanda stării „0" prin tranzistorul T_1, intrarea 7(4) se leagă la o tensiune mai mare de 1 V, de obicei $+E$.

Tranzistorul T_2 se utilizează pentru descărcarea condensatorului extern (pe care se obține tensiunea liniar variabilă) în scopul reluării procesului de încărcare de la zero.

Principalele caracteristici ale circuitului integrat βE555 sînt [14] :

— tensiunea de alimentare : $E = 4{,}5 \ldots 18$ V,

— curent maxim de ieșire absorbit sau debitat : 200 mA,

— putere disipată maximă : $P_{d\,MAX\,25} = 500$ mW pentru capsula TO116 și 600 mW pentru capsula TO99 (la temperatura mediului 25 °C),

— curent de alimentare pentru $E = 15$ V, $I_E = 10 \ldots 15$ mA,

— tensiunea de declanșare în lipsa tensiunii de comandă externe : $U_{d\,min} = E/3$,

— nivelul inferior al tensiunii de ieșire la curent absorbit de 10 mA și $E = 15$ V ; $U_{ieș\,m} = 0{,}1 \ldots 0{,}25$ V,

— nivelul superior al tensiunii de ieșire la curent debitat de 100 mA și $E = 15$ V ; $U_{ieș\,M} = 12{,}5 \ldots 13{,}5$ V,

— nivelele tensiunii de ieșire la alimentre cu $E = 5$ V : $U_{ieș\,m} = 0{,}25 \ldots 0{,}35$ V și $U_{ieș\,M} = 2{,}5 \ldots 3{,}3$ V (compatibile cu circuitele logice TTL),

— eroarea inițială de temporizare în regim monostabil pentru $E = 15$ V ; $C = 0{,}1$ μF : 1%,

— tensiunea de comandă minimă : $U_{com.\,min} = +1{,}6$ V,

— gama temperaturilor mediului 0 ... +70 °C.

6.1.1. CIRCUIT BASCULANT MONOSTABIL COMANDAT PRIN TENSIUNE

Structura unui circuit basculant monostabil realizat cu circuitul integrat βE555 este prezentată în fig. 6.3. Condensatorul C servește la reali-

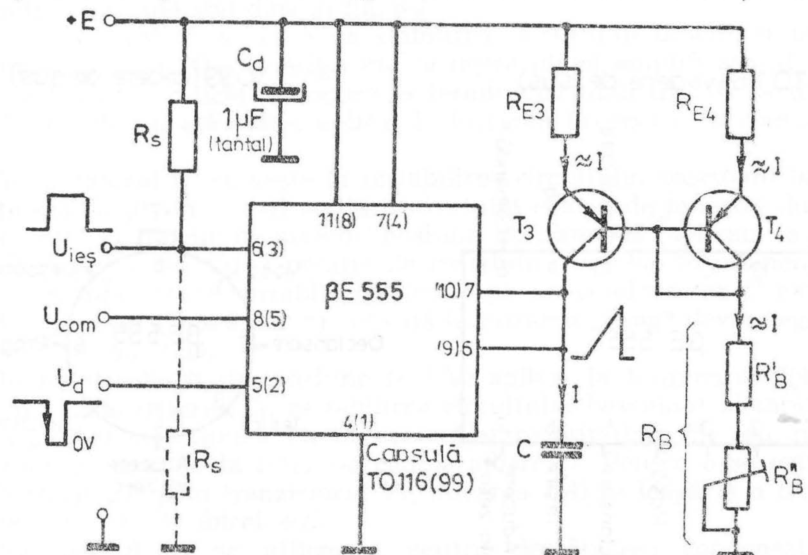


Fig. 6.3. Circuit basculant monostabil comandat prin tensiune cu circuit integrat βE555.

zarea tensiunii liniar crescătoare, ce se va compara la comparatorul C_2 cu tensiunea de comandă în vederea stabilirii momentului terminării impulsului de ieșire. Perechea de tranzistoare T_3 și T_4 realizează o sursă de curent constant ce încarcă liniar condensatorul C. Sursa de curent se poate realiza și cu amplificator operațional.

Diagramele de funcționare ale monostabilului cu circuit βE555 sînt prezentate în fig. 6.4. Declanșarea are loc pe frontul coborîtor al impulsu-

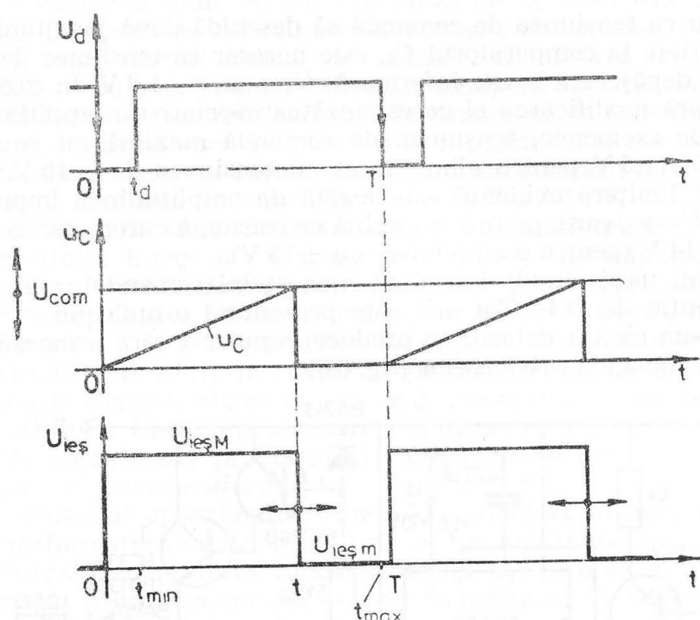


Fig. 6.4. Diagrama de funcționare ale circuitului basculant monostabil comandat prin tensiune.

rilor de declanșare, care au un factor de umplere mare (pauză t_d — mică), deoarece durata t a impulsurilor de ieșire este limitată inferior de t_d. Durata minimă a pauzei t_d a impulsului de declanșare este de 2 μs. Cu toate acestea, atunci cînd impulsurile de declanșare sînt egale cu zero, din cauza unui timp de stocare la comparatorul C_1, durata minimă a impulsurilor de ieșire se stabilește la 10 μs [31] și limitează superior frecvența circuitului basculant monostabil la cca 50 kHz (pentru un factor de umplere minim 0,5). O a treia limitare inferioară a duratei minime a impulsului de ieșire este cauzată de limitarea inferioară a tensiunii de comandă, prin relația [14]

$$t_{min} \geq t_{max} \frac{1{,}6}{U_{com \cdot max}}, \qquad (6.1)$$

unde : t_{max} este durata maximă a temporizării (a impulsului de ieșire), iar $U_{com \cdot max}$ — valoarea maximă a tensiunii de comandă a temporizării.

Durata maximă a impulsului de ieșire este apropiată de perioada T a impulsurilor de declanșare.

Frontul căzător al impulsului de declanșare trebuie să aibă durata mai mică de 0,2 μs. Așa cum rezultă din fig. 6.1, pentru ca să poată fi basculat comparatorul 1 (care la intrarea neinversoare are nivelul $U_{com}/2$ stabilit de rezistențele R_2, R_3), impulsurile de declanșare trebuie să aibă amplitudinea mai mare decît jumătate din tensiunea de comandă maximă [14].

Pentru ca tensiunea de comandă să deschidă două joncțiuni de tranzistor înseriate la comparatorul C_2, este necesar ca tensiunea de comandă minimă să depășească limita inferioară $U_{com \cdot min}$ = 1,6 V. În cazul contrar este necesară modificarea ei corespunzătoare printr-un amplificator operațional. De asemenea, tensiunea de comandă maximă nu poate depăși valoarea de 11,5 V pentru alimentarea cu tensiunea de +15 V.

O altă limitare evidentă este legată de amplitudinea impulsului de ieșire — $U_{ieșM}$, care, pentru o sarcină ce consumă curent redus, nu poate depăși cca 14 V (pentru o alimentare cu +15 V).

Calculul unui circuit basculant monostabil comandat prin tensiune este prezentat în [14]. Tot aici este prezentată o aplicație a circuitului βE555 într-un circuit defazor ce produce impulsuri care urmează a se utiliza pentru comanda tiristoarelor (fig. 6.5).

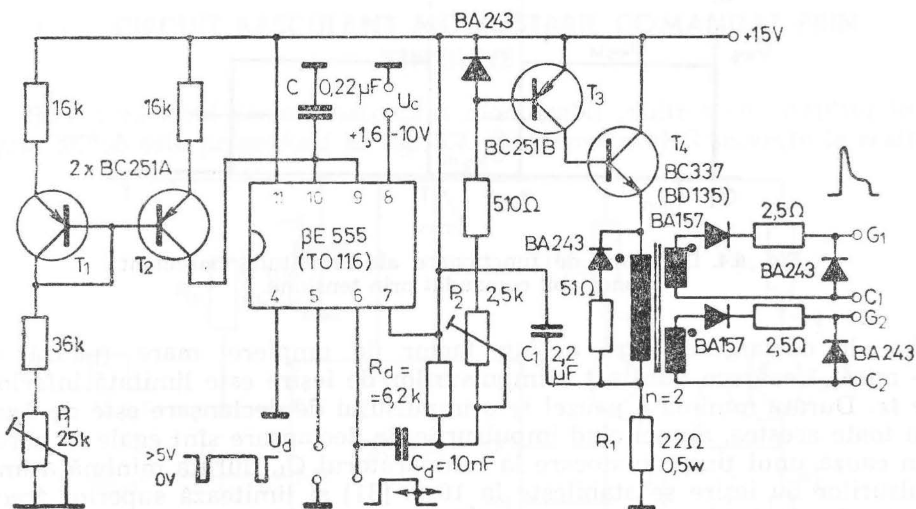


Fig. 6.5. Circuit basculant monostabil și formator de impulsuri cu vîrf pentru comanda tiristoarelor.

Adoptîndu-se un curent I de valoare 0,1 ... 1 mA pentru sursa realizată cu tranzistoarele T_3 și T_4, se poate determina valoarea condensatorului C necesară, cu relația

$$C = \frac{I t_{max}}{U_{com \cdot max}}. \tag{6.2}$$

Circuitul din fig. 6.5 poate fi comandat cu o tensiune cuprinsă între 1,6 şi 10 V. Frecvenţa impulsurilor de ieşire şi de declanşare este de 50 Hz ; durata impulsurilor de ieşire este 1,6 ... 9,8 ms, nivelul superior al tensiunii de la ieşirea 6 este $U_{i\,\S M}$ =13,5 V. Durata pauzei impulsurilor de declanşare trebuie să fie cuprinsă între 2 µs ... 1,5 ms, frontul căzător trebuie să aibă o durată mai mică de 0,2 µs, iar amplitudinea acestora trebuie să depăşească 5 V.

Pentru comanda unui tiristor alimentat de la reţea este necesar să se realizeze impulsuri de declanşare sincronizate cu reţeaua, avînd forma din fig. 6.4, unde frontul căzător ce asigură declanşarea circuitului integrat βE555 trebuie să apară la sfîrşitul semiperioadei tensiunii reţelei. Comanda în fază a curentului redresat de tiristor se va face deci în semiperioada imediat următoare. La punerea în funcţiune este necesară ajustarea cu potenţiometrul P_1 a duratei maxime a temporizării la o valoare de 9,8 ms pentru cazul cînd tensiunea de comandă U_{com} = 10 V.

Pentru comanda unor tiristoare de curenţi mari (pînă la 700 A), la ieşirea circuitului integrat s-a ataşat un formator de impulsuri cu vîrf [24]. Formatorul este acţionat prin impulsul negativ scurt obţinut după diferenţierea impulsului lat de la ieşirea circuitului integrat, cu ajutorul condensatorului C_d şi a rezistenţelor următoare. Tranzistoarele formatorului de impuls sînt aduse în conducţie pe un interval de 40 µs ... 100 µs pentru valorile componentelor din schemă. Acest timp se poate ajusta cu potenţiometrul P_2. Dacă sînt necesare impulsuri de durată mai mare, se poate creşte aproximativ proporţional valoarea condensatorului C_d sau a rezistenţei R_d şi potenţiometrului P_2.

Peste impulsul aproximativ trapezoidal, realizat în mod obişnuit la ieşirile transformatorului de impulsuri, se va suprapune un vîrf de valoare importantă cu ajutorul condensatorului C_1, care se descarcă brusc peste primarul transformatorului şi prin tranzistorul T_4 adus în conducţie. Pentru obţinerea descărcării a fost necesară şi introducerea rezistenţei R_1. Pentru protejarea tranzistoarelor T_3 şi T_4 împotriva supratensiunii ce apare pe transformator la terminarea impulsului a fost prevăzut, în paralel pe primar, un circuit de descărcare a energiei electromagnetice cu diodă. În secundar s-au prevăzut diodele de tăiere a impulsului negativ ce apare la terminarea impulsului pozitiv şi pe care dioda din primar nu-l suprimă complet. Tot aici s-au prevăzut rezistenţe de valoare mică, ce au rolul de a elimina efectul dispersiei de fabricaţie a tiristoarelor comandate, permiţînd amorsarea sigură a tiristoarelor cu cădere de tensiune diferită pe joncţiunea grilă-catod.

Transformatorul de impulsuri poate fi executat şi pe miez din tole E6 [4], datorită faptului că pierderile în miez nu mai influenţează frontul impulsurilor în cazul utilizării circuitului de formare a vîrfului. Execuţia transformatorului de impulsuri este însă pretenţioasă [16] pentru obţinerea unei inductanţe de scăpări reduse şi pentru asigurarea unei izolaţii la capete de strat şi la capete de bobină, care să reziste la tensiune de test efectivă de 2 500 V, cum prevăd normele pentru aparataj electric de joasă tensiune. Pentru transformatorul din fig. 6.5 s-a adoptat un raport $n=2$ [24], iar primarul lui a fost realizat cu două secţiuni ce au fost apoi co-

nectate în serie. Înfășurările secundare sînt identice cu secțiunile primarului. Fiecare secțiune cuprinde un singur strat, iar secundarele sînt bobinate între cele două secțiuni ale primarului. În acest fel s-a redus la minim inductanța de scăpări a transformatorului. Tot pentru reducerea inductanțelor ce intervin în serie în circuitul echivalent al transformatorului este bine ca transformatorul de impulsuri, împreună cu circuitul de descărcare și circuitul din secundar, să se amplaseze în apropierea tiristoarelor dacă acestea se află la distanță mai mare de cca 1 m de montajul electronic, iar legătura să fie făcută prin conductoare torsadate. În acest fel inductanța conductoarelor este redusă (cca 0,7 μH/m) și nu apare multiplicată cu n^2/m, cum s-ar întîmpla în cazul folosirii conductoarelor în secundar (aici n este numărul de înfășurări secundare). Din același motiv se utilizează în secundar rezistențe bobinate antiinductiv.

Transformatorul de impulsuri se realizează cu conductor de diametru 0,4 ... 0,5 mm (pentru rezistență redusă) și cu 20 ... 30 spire pe strat. Numărul mai mare de spire este necesar în cazul cînd durata impulsurilor este peste 100 μs.

Cu ajutorul măsurilor amintite se obțin impulsuri de comandă pe grilă a tiristoarelor cu front de peste 1 A/μs și vîrf de peste 1 A, cu durata vîrfului la mijlocul lui de peste 10 μs și cu un palier de peste 0,3 A. Frontul și vîrful impulsului asigură o comutare mai rapidă a tiristoarelor, micșorîndu-se astfel puterea disipată în comutație și deci, încălzirea lor. Formatorul de impulsuri a fost dimensionat conform [24] pentru comanda a două tiristoare de 700 A, la temperatura de pornire a acestora de 25 °C. Pentru pornirea sigură a tiristoarelor, de la o temperatură de cca +5 °C este necesară reducerea rezistențelor din secundar la 1,5 Ω și a rezistenței R_1 la 15 Ω.

În cazul necesității unui număr mai mare de ieșiri pentru comanda tiristoarelor (dar nu mai mare de 4), se vor recalcula rezistențele din secundar și rezistența R_1 conform [24], iar condensatorul C_1 se va mări la 3 μF.

Întrucît prin rezistențele din primarul transformatorului trec impulsuri de curent mare, pentru evitarea întreruperii lor, este indicată folosirea unor rezistențe cu peliculă metalică.

6.1.2. GENERATOR DE TREN DE IMPULSURI DEFAZABIL PENTRU COMANDA TIRISTOARELOR

Flexibilitatea deosebită a circuitului βE555 a permis realizarea unei aplicații interesante a acestuia ca circuit de comandă pe grilă pentru tiristoare. S-a realizat o schemă care generează cîte un tren de impulsuri de comandă defazabil și sincronizat cu tensiunea rețelei de alimentare. Astfel, se poate considera că și circuitul βE555 a intrat în familia circuitelor integrate specializate ca dispozitiv de comandă pe grilă, avînd însă și avantajul unui curent de ieșire mare (200 mA) [73].

Schema circuitului este dată în fig. 6.6.

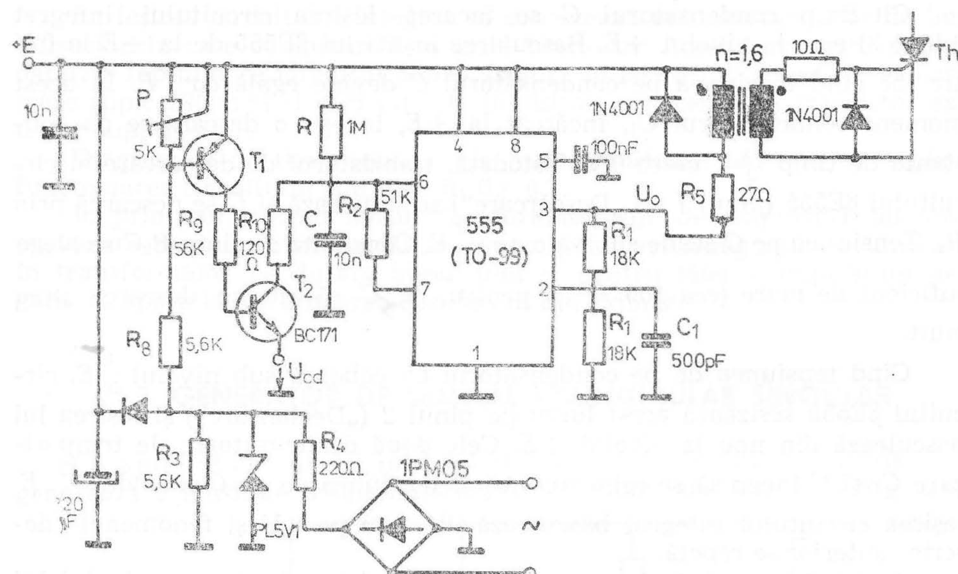


Fig. 6.6. Circuit generator de tren de impulsuri defazabil pentru comanda tiristoarelor cu circuit integrat βE555.

Elementul interesant în schemă este faptul că se utilizează două condensatoare de temporizare : unul, notat cu C, utilizat conform aplicațiilor clasice de monostabil și astabil cu βE555 și altul, notat C_1, care, împreună cu R_1, realizează o reacție între pinii „Ieșire" (3) și „Declanșare" (2) ai circuitului integrat.

Tensiunea alternativă, de cca 10 V_{ef}, obținută cu un transformator coborîtor de la rețea este redresată și limitată cu o diodă Zener. Cît timp tensiunea trapezoidală, astfel obținută, are, pe frontul său crescător, o valoare redusă, tranzistorul T_1 este în conducție. Tranzistorul T_2 este și el saturat, iar condensatorul C rămîne încărcat la tensiunea U_{cd}. Prin potențiometrul P se reglează durata de conducție pentru T_1 în limite restrînse și se asigură precizia de determinare a trecerilor prin zero ale tensiunii rețelei.

Tensiunea continuă de comandă U_{cd} , reglabilă între 0 și $+E$ (care reprezintă și tensiunea de alimentare a schemei), determină momentul în care este furnizat la ieșire primul impuls de comandă. Unghiul dintre trecerea prin zero a tensiunii rețelei și acest moment reprezintă unghiul de comandă α (măsurat în radiani).

Din clipa în care tensiunea trapezoidală depășește pragul determinat de potențiometrul P, T_1 și T_2 se blochează. Condensatorul C se încarcă de la nivelul U_{cd} spre $+E$ cu constanta de timp R—C. Tensiunea $+E$ se obține, prin redresare și filtrare, tot din tensiunea alternativă utilizată pentru sincronizare.

Cît timp condensatorul C se încarcă, ieșirea circuitului integrat (pinul 3) este la nivelul $+E$. Bascularea ieșirii lui βE555 de la $+E$ la 0 V are loc cînd tensiunea pe condensatorul C devine egală cu $\frac{2}{3}E$. În acest moment condensatorul C_1, încărcat la $+E$, începe o descărcare cu constanta de timp $\frac{R_1}{2}C$ către 0 V. Totodată, tranzistorul de descărcare al circuitului βE555 (pinul 7 — „Descărcare") se saturează și C se descarcă prin R_2. Tensiunea pe C scade sub valoarea $\frac{2}{3}E$. Constanta de timp R_2C se alege suficient de mare (cca 100 $\frac{R_1}{2}C$) pentru ca C să nu se descarce prea mult.

Cînd tensiunea de pe condensatorul C_1 coboară sub nivelul $\frac{1}{3}E$, circuitul βE555 sesizează acest lucru pe pinul 2 („Declanșare") și ieșirea lui basculează din nou la nivelul $+E$. Cele două condensatoare de temporizare C_1 și C încep să se reîncarce. Cînd tensiunea de pe C redevine $\frac{2}{3}E$ ieșirea circuitului integrat basculează din nou pe 0 V și fenomenele descrise anterior se repetă.

Astfel, începînd de la un moment bine determinat (prin nivelul lui U_{cd}) în raport cu trecerile prin zero ale tensiunii rețelei, se generează un tren de impulsuri la ieșirea circuitului βE555. Frecvența de repetiție a impulsurilor este determinată de constanta de timp $\frac{R_1}{2}\cdot C_1$, iar durata lor de constantele R_2C și RC.

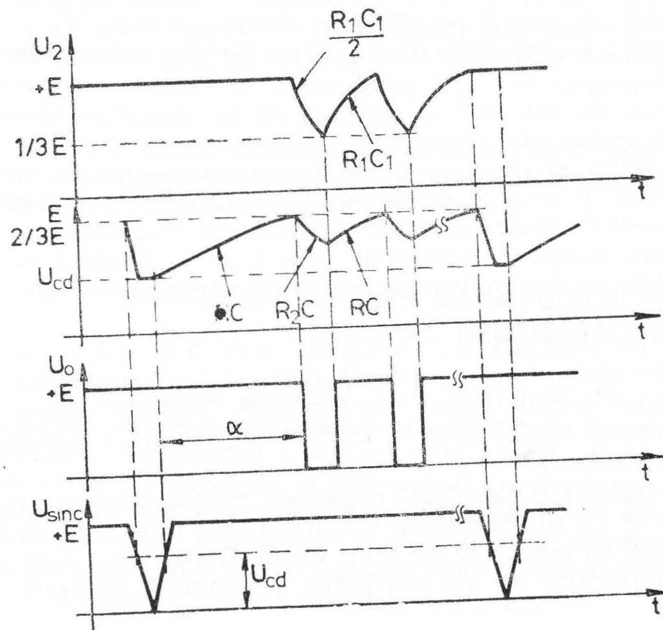


Fig. 6.7. Diagrame de funcționare ale circuitului generator de tren de impulsuri cu circuit integrat βE555.

La ieșirea circuitului integrat se conectează un transformator de impulsuri prin care se comandă în grilă tiristorul. Acest lucru este posibil datorită faptului că circuitul βE555 asigură la ieșire un curent de valoare mare (tipic 200 mA) și deci nu este întotdeauna necesar un tranzistor exterior suplimentar.

Diagramele de timp pentru cele mai importante tensiuni ce explică funcționarea circuitului sînt date în fig. 6.7.

În primarul și secundarul transformatorului de impulsuri au fost prevăzute diode pentru descărcarea energiei electromagnetice acumulate în transformator pe durata impulsului și pentru tăierea impulsului negativ ce apare la întreruperea curentului din primar.

6.1.3. GENERATOR DE SEMNAL TRIUNGHIULAR SINGULAR

Cu ajutorul circuitului integrat βE555 se poate realiza o schemă care generează o tensiune triunghiulară „la comandă" sau singulară (fig. 6.8).

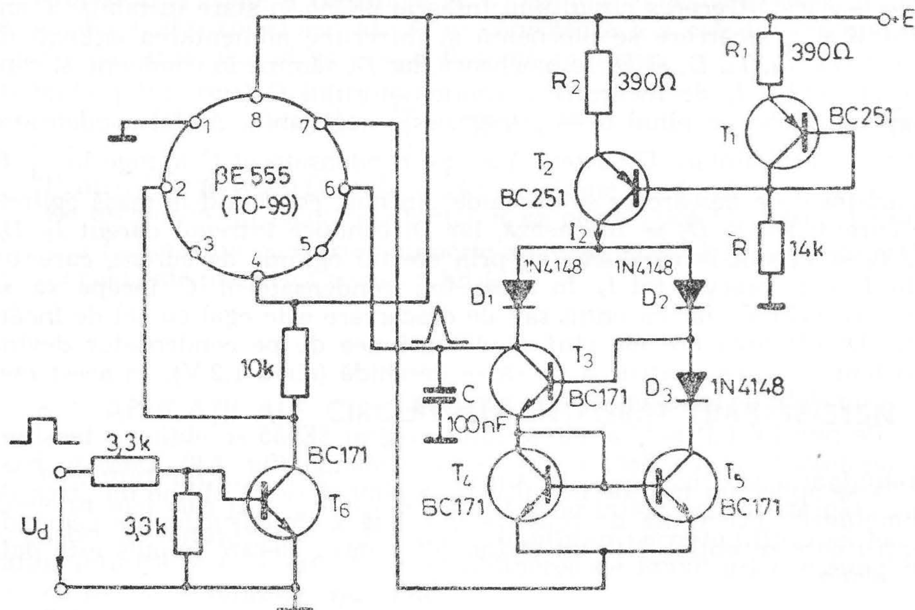


Fig. 6.8. Circuit generator de semnal triunghiular singular cu circuit integrat βE555

Tranzistoarele T_1 și T_2 formează o sursă de curent constant (I_2). Valoarea curentului generat de T_2 este cea care interesează și poate fi reglată prin schimbarea rezistenței R_1. De exemplu, pentru R_1 cuprins între 39 Ω și 390 Ω, I_2 va fi cuprins între 0,1 și 1 mA $\left(\frac{I_2}{I_1} \approx \frac{R_1}{R_2}\right.$ pentru $\left.I_1 \gg 1\ \text{mA}\right)$.

În absența impulsului de comandă, provenind de la un circuit TTL, în baza tranzistorului T_6, acesta este blocat și circuitul βE555 se află în

starea stabilă. Prin urmare, tranzistorul său de descărcare (de la pinul 7 — „Descărcare" pentru capsula TO99) este saturat. Prin acesta tranzistoarele T_4 și T_5 sînt conectate cu emitoarele la masă și D_1, D_2, D_3, T_4 și T_5 sînt în conducție.

Tranzistorul T_3 formează o altă sursă de curent în care T_4 și T_5 constituie o oglindă de curent și fiecare din ele conduce un curent $I_2/2$. Pentru ca egalitatea celor doi curenți de colector să fie cît mai riguroasă, tranzistoarele T_4 și T_5 trebuie selectate și împerecheate atît după factorul de amplificare, cît și după tensiunea bază-emitor. În aplicații de precizie deosebită pentru T_4 și T_5 se poate folosi circuitul integrat βA726 (arie de tranzistoare termostatate). Dioda D_3 este necesară pentru a asigura tensiunea colector bază nulă și pentru tranzistorul T_5. Căderea de tensiune, în conducție, pe D_3 trebuie să fie egală cu tensiunea bază-emitor a lui T_3 și deci, și aici, se impune selectarea corespunzătoare. Tensiunea colector-bază a lui T_3 este, de asemenea, nulă.

Prin aplicarea unui impuls de comandă în baza lui, T_6 se saturează, tensiunea din colectorul său coboară sub $1/3\,E$ și comandă pe pinul 2 („Declanșare") trecerea circuitului integrat βE555 în stare instabilă. Tranzistorul de descărcare se blochează și întrerupe alimentarea oglinzii de curent. T_3, T_4, T_5, D_1 și D_3 se blochează, iar D_2 rămîne în conducție și conduce curentul I_2 de încărcare a condensatorului C (curentul preluat de circuitul βE555 pe pinul 6 — „Prag", este neglijabil). Astfel condensatorul se încarcă liniar. Cînd tensiunea pe condensatorul C ajunge la $\frac{2}{3}E$, tranzistorul de descărcare se deschide din nou, conectînd la masă oglinda de curent. Dioda D_2 se blochează, iar D_1 conduce întregul curent I_2. D_3, T_3, T_4 și T_5 sînt în conducție și, prin efectul oglindă de curent, curentul prin T_3 este practic, tot I_2. În acest fel, condensatorul C începe să se descarce prin T_3, iar curentul său de descărcare este egal cu cel de încărcare. Descărcarea are loc pînă cînd tensiunea de pe condensator devine suficient de mică pentru ca D_2 să se deschidă (circa 1,2 V). În acest moment un ciclu de funcționare este complet.

Pe pinul 6 („Prag") al circuitului integrat βE555 se obține o tensiune triunghiulară pentru fiecare impuls de comandă (fig. 6.9). Dacă în baza lui T_6 se aplică un tren de impulsuri, pe pinul 6 se va obține un „tren de triunghiuri". Frecvența de repetiție maximă a impulsurilor de comandă pentru care se obține cîte un „triunghi" pentru fiecare impuls este dată de relația

$$f = \frac{3\,I_2}{4\,CE}. \tag{6.3}$$

Tensiunea triunghiulară obținută pe condensator poate fi utilizată, dacă este necesar, ca tensiune de comandă pentru un alt circuit, care trebuie să fie cu impedanță de intrare ridicată (de exemplu, un amplificator neinversor cu amplificator integrat βA741).

Diagramele tensiunilor din fig. 6.9 au fost obținute la experimentarea montajului pentru $R_1 = 390\ \Omega$, $C = 100$ nF.

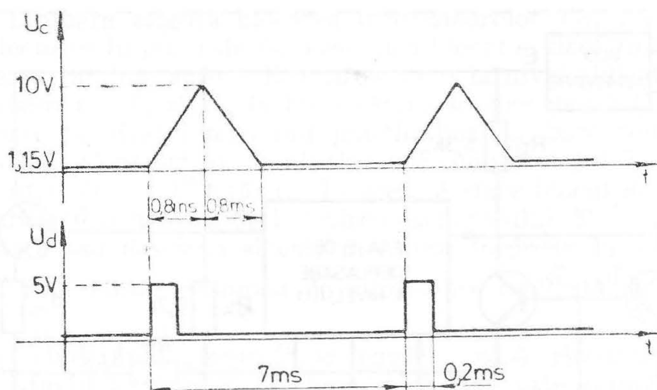


Fig. 6.9. Diagramele tensiunii triunghiulare și tensiunii de comandă pentru generatorul de semnal triunghiular.

Curentul I_2 poate fi comandat cu o tensiune exterioară. Dacă în locul rezistenței R din colectorul lui T_1 se conectează o sursă de tensiune reglabilă U_{cd} (între 0 și 15 V), I_2 se determină cu relația

$$I_2 = \frac{R_1}{R_2^2}(E - U_{cd} - 0,6). \tag{6.4}$$

Pentru $R_1 = R_2 = 390\ \Omega$ și $U_{cd} = 14$ V se obține $I_2 = 1$ mA.

De asemenea, în locul rezistenței R se poate conecta ieșirea 4 sau 2 (I_{out} sau $\overline{I_{out}}$) a unui convertor numeric analogic DAC08 și se poate astfel realiza comanda numerică a valorii lui I_2.

6.2. APLICAȚII ALE CIRCUITULUI INTEGRAT TBA315E/315N

Circuitul TBA315 este un generator de impulsuri dreptunghiulare, cunoscut mai ales prin utilizarea sa ca temporizator pentru ștergătoarele de parbriz la autoturisme. Construcția circuitului permite utilizarea lui în multe aplicații în care este necesară obținerea de impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere ajustabil.

Schema bloc și conexiunile la capsulă ale circuitului sînt date în fig. 6.10. Numerotarea tranzistoarelor și diodelor, realizate cu tranzistoare, corespunde cu cea de pe schema de detaliu din catalog [11].

Principiul de funcționare al circuitului TBA315 se bazează pe încărcarea și descărcarea condensatorului C_e prin R_e — elemente ce se conectează din exterior și cu ajutorul cărora se pot obține constante de timp de diferite valori.

Circuitul este comandat prin intrarea „Control“ (terminalul 4 pentru TBA315E). Dacă această intrare este legată la o tensiune ridicată (+E),

blocul de inhibare asigură blocarea tranzistoarelor T_{17}, T_{18}. Tranzistorul T_{20}, cu colectorul în gol, este de asemenea blocat și dacă în colectorul său se conectează sarcina, spre +E, ieșirea va fi la nivel ridicat de tensiune.

Tranzistoarele T_1 și T_2, în baza cărora se conectează C_e, au rolul de comparatoare la nivelul tensiunii joncțiunilor lor bază-emitor. Cît timp pe terminalul „Control" avem nivelul $+E$, emitorul lui T_1 este conectat la un potențial de cca E' (scăzut). În această stare blocul de inhibare blochează ambele tranzistoare de la ieșirea oscilatorului, T_{17} și T_{18} ; C_e nu se poate încărca sau descărca și este menținut încărcat la o tensiune de cca $\frac{E'}{5}$. E' reprezintă tensiunea de alimentare realizată de stabilizatorul intern.

Atunci cînd pinul „control" se leagă la masă, circuitul poate oscila. Dacă C_e este încărcat la o tensiune mică (sau este complet descărcat), tranzistorul T_{17} intră în conducție, iar T_{18} este blocat. T_{20} rămîne de asemenea blocat. În această stare, emitorul lui T_1 este conectat, de circuitul bloc de inhibare, prin rezistența R_1, la E' și practic T_1 rămîne tot timpul blocat cît circuitul oscilează.

Emitorul lui T_2 este la un potențial de aproximativ $\frac{E'}{2}$, pentru că R_{12} apare practic în paralel cu R_{14} (T_{17} în conducție). Astfel, T_2 este blocat cît timp tensiunea pe condensator este mai mică decît $\frac{E'}{2}$.

Consecința acestor stări ale tranzistoarelor este aceea că C_e se încarcă spre E' prin T_{17}, R_{25} și R_e. Cînd tensiunea pe C_e atinge valoarea $U_e \approx \left(\frac{E'}{2} + U_{BE2}\right)$, T_2 se deschide și comandă prin etajele de deplasare a nivelului blocarea lui T_{17} și saturarea lui T_{18} și T_{20}. Ieșirea coboară la nivelul 0 V, iar C_e începe să se descarce prin R_e, R_{26} și T_{18}. Emitorul lui T_2 este adus la un potențial de aproximativ $\frac{E'}{4{,}5}$, întrucît, prin comutarea ieșirii oscilatorului, este comutată și R_{12}, care este acum practic în paralel cu R_{11} (prin T_{18} este legată la masă). Descărcarea lui C_e are loc pînă cînd tensiunea pe aceasta ajunge mai mică decît $\frac{E'}{4{,}5}$, cînd T_2 se blochează și ca urmare se blochează și T_{18} și T_{20}, iar T_{17} se deschide din nou și începe un nou proces de încărcare a lui C_e.

Blocul de alimentare asigură stabilizarea tensiunii E la o valoare E' necesară circuitelor interne și are prevăzută posibilitatea de a asigura alimentarea circuitelor din integrat pentru două tensiuni de alimentare externe. Pentru $E=12$ V, terminalul 12/24 se leagă la $+E$, iar pentru $E=24$ V terminalul respectiv se lasă neconectat.

Principalele mărimi limită și caracteristici ale circuitului integrat TBA315E(N) sînt [11] :

— tensiunea de alimentare : 10 V÷32 V,

— curentul maxim de ieșire : 200 mA,

— rezistența externă R_e : 1 kΩ . . . 120 kΩ,

— puterea disipată 500 mW (TBA315E), 300 mW (TBA315N),

— circuitul nu este protejat la inversarea polarității sursei de alimentare,

— un scurtcircuit între terminalul de ieșire și $+E$ distruge circuitul integrat.

6.2.1. GENERATOR DE TREN DE IMPULSURI DEFAZABIL PENTRU COMANDA TIRISTOARELOR SAU TRIACELOR CU UN CIRCUIT INTEGRAT TBA315

Dorința de a aplica circuitul TBA315 în domeniul electronicii industriale a condus la obținerea unui circuit de comandă prin tren de impulsuri pentru tiristoare. Trenul de impulsuri se utilizează în locul impulsului de comandă cu durată lungă, în cazul unei sarcini cu caracter inductiv. Schema de comandă a unui tiristor este dată în fig. 6.11.

Fig. 6.11. Circuit generator de tren de impulsuri defazabil pentru comanda tiristoarelor cu circuit integrat TBA 315.

Dacă terminalul „Control" (4 pentru circuitul TBA315E) este la masă, circuitul generează un tren de impulsuri cu frecvența de repetiție și durata ajustabile (în jurul a 100 ... 200 μs), conform aplicației standard de catalog a circuitului [11]. Dacă terminalul 4 este la tensiunea $+E$ (în acest caz 24 V), oscilațiile sînt inhibate.

Principiul de funcționare a schemei este următorul. În baza lui T_1 sînt aduse impulsurile de sincronizare formate la trecerea prin zero a tensiunii rețelei. Cît timp tensiunea rețelei este diferită de zero, nivelul de tensiune din anodul diodei Zener (DZ) este ridicat (5 V de exemplu). În jurul trecerilor prin zero ale rețelei, tensiunea din anodul diodei DZ co-

boară la 0 V pentru un interval scurt de timp și T_1 se deschide. Ca urmare, condensatorul C se încarcă suficient de rapid spre $+E$ și oscilațiile de la ieșire nu se pot declanșa. După dispariția impulsului de 0 V, T_1 se blochează și condensatorul C se descarcă prin generatorul de curent constant realizat în interiorul integratului cu T_2, T_3, T_4 și D. Funcționarea acestui tip de generator de curent a fost descrisă deja în paragraful 6.1.3. Valoarea curentului de descărcare este stabilită prin nivelul tensiunii de comandă U_c. Cu cît U_c este de valoare mai mare, cu atît curentul prin sursa de curent este mai mare și C se descarcă mai rapid.

Cînd condensatorul C s-a descărcat, terminalul 4 al circuitului integrat ajunge, practic, la potențialul masei și la ieșire se obține un tren de impulsuri. Trenul de impulsuri este generat pînă la o nouă trecere prin zero a tensiunii rețelei cînd T_1 se deschide și C se încarcă spre $+E$. Apoi un nou ciclu se repetă (fig. 6.12).

Astfel, circuitul generează cîte un tren de impulsuri începînd de la momente variabile în raport cu trecerea prin zero a tensiunii rețelei. Tensiunea de comandă U_c determină momentul în care este furnizat la ieșire primul impuls de comandă, pentru că acest moment depinde de intervalul de timp în care se descarcă C, adică de valoarea curentului, prin sursa de curent, stabilită de U_c.

La ieșirea circuitului integrat (terminalul 9 la TBA315E) se poate conecta un transformator de impulsuri. Tranzistorul de ieșire T_{20} este protejat cu o diodă integrată împotriva supratensiunii produsă de transformatorul de impuls la întreruperea curentului din primar (dioda realizează, cu alte cuvinte, descărcarea energiei electromagnetice înmagazinată în inductanța transformatorului). În serie cu înfășurarea primară se conectează o rezistență serie de limitare a curentului ($R=240\ \Omega$). Pentru tiristoare de puteri mari este posibilă atașarea unui formator de impulsuri de putere, ținîndu-se cont de faptul că impulsul de curent este realizat cînd ieșirea 9 are tensiunea apropiată de 0 V.

Pentru montajul din figura 6.11 s-a folosit o tensiune de alimentare de +24 V și o tensiune de comandă U_c cuprinsă între 9,75 V și 14 V. S-a obținut următorul tabel de dependență a unghiului de comandă α de U_c

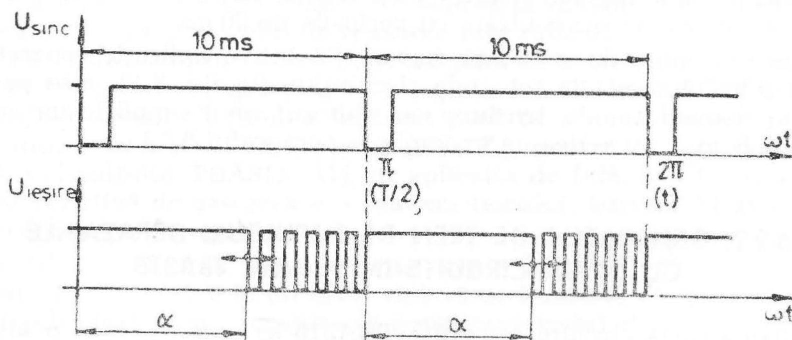
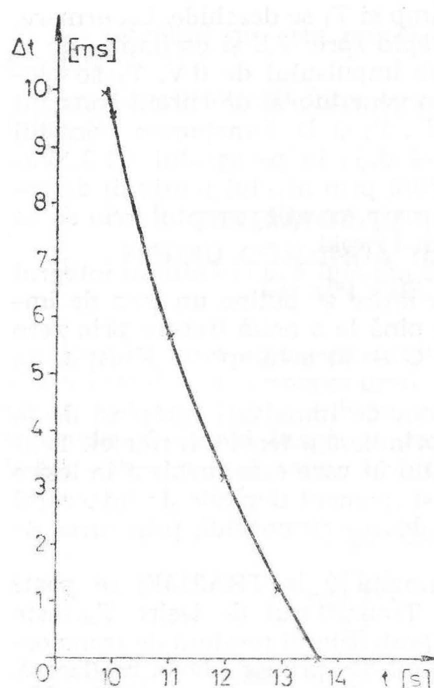


Fig. 6.12. Diagramele tensiunii de comandă și impulsurilor de ieșire pentru generatorul de tren de impulsuri cu TBA315.



U_c[V]	Δt [ms]	α [radiani]	α [grade]
9,75	10	3,14	180
10	9,6	3,00	172
11	5,6	1,76	101
12	3,2	1,00	57
13	1,2	0,38	22
13,60	0	0	0

Fig. 6.13. Diagrama de dependență a unghiului de defazaj și tensiunea de comandă.

Prin schimbarea rezistențelor R_1 și R_2 se poate modifica domeniul de valori de reglare pentru U_c.

În figura 6.13 se reprezintă dependența între U_c și α obținută. Liniaritatea curbei obținute este influențată de rezistența care există între terminalul „Control" și $+E$ în interiorul circuitului integrat (circa 9 kΩ [11]).

Cu ajutorul rezistențelor semivariabile P_1 și P_2 se ajustează durata și frecvența de repetiție a impulsurilor de ieșire.

În cazul comandării monoalternanță a unui tiristor este posibilă folosirea impulsurilor de sincronizare cu perioada de 20 ms.

Dacă tensiunea de comandă disponibilă într-o aplicație concretă nu poate fi folosită direct la comanda circuitului din fig. 6.11, este posibilă conversia domeniului de tensiune cu ajutorul unui amplificator operațional, așa cum se va vedea un exemplu în paragraful 6.3.1.

6.2.2. GENERATOR DE TREN DE IMPULSURI DEFAZABILE CU DOUĂ CIRCUITE INTEGRATE TBA315

Utilizînd două circuite integrate TBA315 se poate realiza o altă variantă de circuit de comandă pe grilă cu tren de impulsuri pentru tiristoare sau triace (fig. 6.14).

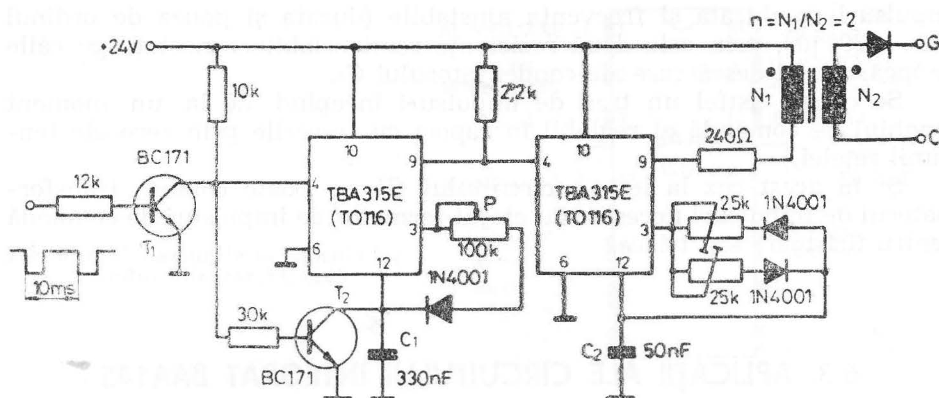


Fig. 6.14. Circuit de comandă pe grilă cu tren de impulsuri realizat cu două circuite integrate TBA315.

Primul circuit integrat (CI_1) realizează temporizarea necesară pentru obținerea unghiului de comandă α, sincronizat cu trecerile prin zero ale tensiunii rețelei.

Impulsurile de sincronizare înguste cu perioada de repetiție 10 ms comandă în bază tranzistorul T_1. La trecerile prin zero ale tensiunii rețelei, T_1 se blochează un timp scurt. Terminalul 4 („Control") al primului circuit integrat este adus la $+E$ (24 V) și CI_1 este inhibat. Tranzistorul T_2 se saturează și descarcă practic instantaneu condensatorul de temporizare C_1. Ieșirea circuitului CI_1 (pinul 9 pentru TBA315E) este, prin urmare, la nivelul $+E$.

După trecerea prin zero a tensiunii rețelei, T_1 se saturează, iar T_2 se blochează. Condensatorul C_1 de temporizare al primului circuit integrat se încarcă prin rezistența stabilită cu potențiometrul P. În timp ce condensatorul C_1 se încarcă, ieșirea circuitului CI_1 este la nivelul $+E$. Terminalul de ieșire al CI_1 este conectat la intrarea „Control" a celui de al doilea circuit integrat. Pe timpul trecerii prin zero a tensiunii rețelei și pe timpul încărcării lui C_1, CI_2 este inhibat (are ieșirea la nivelul $+E$), pentru că pe intrarea sa „Control" nivelul de tensiune este ridicat.

Cînd condensatorul C_1 s-a încărcat pînă la o tensiune de prag (analizată la începutul paragrafului 6.2), ieșirea lui CI_1 basculează la nivelul 0 V. Condensatorul C_1 rămîne încărcat pînă la o nouă trecere prin zero a tensiunii rețelei (cînd se descarcă prin T_2), pentru că față de aplicația clasică a circuitului TBA315 [11], în aplicația de față, la CI_1 s-a renunțat la calea rezistivă de descărcare a condensatorului, înlocuindu-se cu o cale de descărcare prin tranzistorul T_2.

Astfel, începînd cu trecerea prin zero a tensiunii rețelei, ieșirea circuitului CI_1 se menține la un nivel ridicat de tensiune un interval reglabil practic între 0 și 10 ms, cu ajutorul potențiometrului P.

Din momentul trecerii la 0 V a ieșirii circuitului CI_1, inhibarea circuitului CI_2 este anulată și acesta începe să oscileze, generînd un tren de

impulsuri cu durata și frecvența ajustabile (durata și pauza de ordinul 100 . . . 200 μs), prin cele două rezistențe semivariabile conectate pe căile de încărcare și descărcare ale condensatorului C_2.

Se obține astfel un tren de impulsuri începînd de la un moment (unghiul de comandă α) reglabil în raport cu trecerile prin zero ale tensiunii rețelei.

Și în acest caz la ieșirea circuitului CI_2 se poate conecta transformatorul de impulsuri necesar sau etajul formator de impulsuri de comandă pentru tiristoare sau triace.

6.3. APLICAȚII ALE CIRCUITULUI INTEGRAT βAA145

Circuitul integrat βAA145 este destinat special comandării în fază a tiristoarelor și triacelor [6]. Schema bloc a circuitului integrat este prezentată în fig. 6.15, iar conexiunile la capsulă în fig. 6.16.

Pentru înțelegerea rolului blocurilor și al terminalelor capsulei se vor face unele referiri și la componentele externe atașate în aplicațiile tipice la circuitul integrat βAA145 (fig. 6.17).

Detectorul de nul are rolul de a sesiza trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare externe pentru a se putea realiza impulsuri de comandă pe grila tiristoarelor sau pe poarta triacelor sincronizate cu semiperioadele tensiunii de alimentare a acestora. Datorită prezenței a două joncțiuni emitoare de tranzistoare complementare între pinul 9 și masă, tensiunea de sincronizare (de obicei tensiunea rețelei, 220 V/50 Hz) este limitată bilateral, la pinul 9 avînd forma trapezoidală (u_9 în fig. 6.18) și amplitudinea de 0,7 V. Pe durata frontului tensiunii u_9 (cîteva zeci de μs), detectorul de nul produce impulsuri pozitive scurte și ascuțite cu ampli-

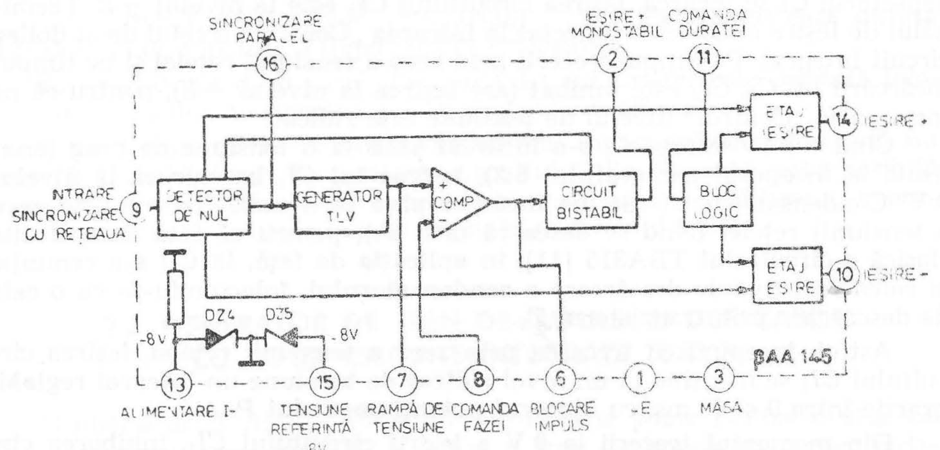


Fig. 6.15. Structura cu blocuri a circuitului integrat βAA145.

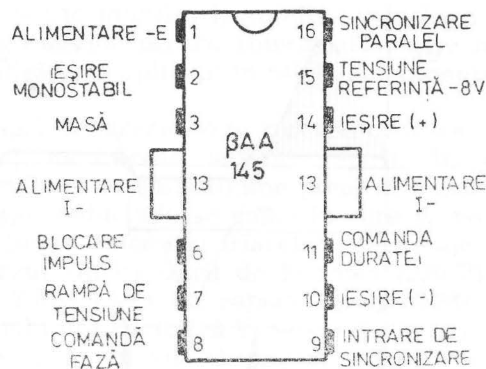


Fig. 6.16. Conexiunile la capsula circuitului integrat βAA145.

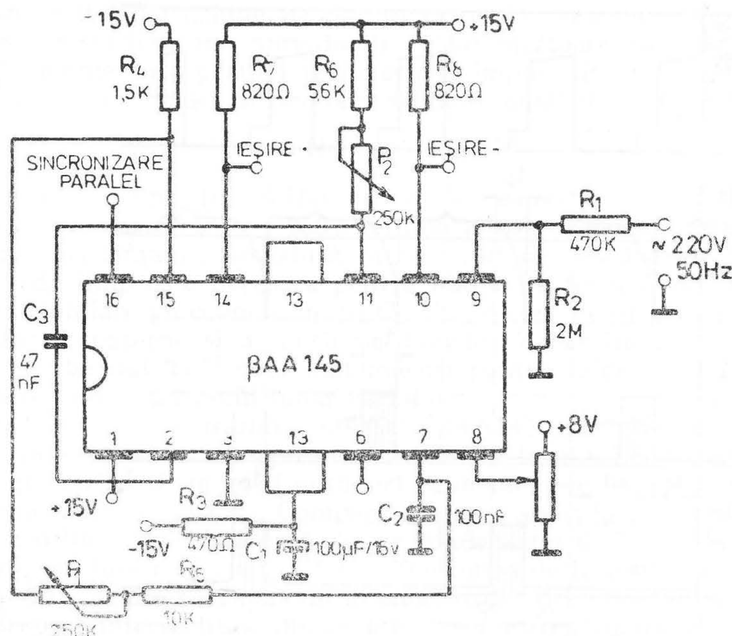


Fig. 6.17. Circuit tipic de utilizare al integratului βAA145.

tudinea de 8 V (în mod normal). Aceste impulsuri, numite „impulsuri de sincronizare“, pot fi folosite și în exterior pentru sincronizări între mai multe circuite βAA145 în cazul utilizării în aplicații în rețele de alimentare bifazate și trifazate.

Pentru obținerea unor impulsuri de sincronizare corespunzătoare, rezistențele din divizor trebuie adoptate într-un anumit raport. În caz contrar este posibil să rezulte impulsuri cu amplitudine prea mică sau de durată prea mare, în ultima situație reducîndu-se gama în care se poate modifica unghiul de conducție al tiristoarelor sau triacelor comandate. În [6] se recomandă utilizarea, în cazul sincronizării de la rețea (220 V), a unor rezistențe $R_1=470$ KΩ, $R_2=2$ MΩ (deci un raport $R_1/R_2=0{,}24$). În cazul sincronizării cu o tensiune mai mică decît 220 V, se vor reduce rezistențele R_1, R_2 proporțional cu tensiunea, dar vor rămîne în același raport. Rezistența R_1 trebuie să aibă puterea nominală

$$P_{R1} > \frac{U^2_{sincr}}{4R_1}. \tag{6.5}$$

Generatorul de tensiune liniar variabilă („TLV“) permite încărcarea rapidă a condensatorului C_2 pînă la $+8$ V pe durata impulsului de sincronizare (datorită duratei reduse, încărcarea condensatorului C_2 apare în fig. 6.18, *c* ca o verticală). La terminarea impulsului scurt de sincronizare începe descărcarea aproximativ liniară a condensatorului C_2 peste R_5 și P_1 spre tensiunea $U_{15}=-8$ V (stabilizată cu *DZ5* și R_4) pe care însă nu o atinge, deoarece apare o limitare la —0,7 V prin generatorul TLV. La pinul 7 se obține astfel o tensiune triunghiulară de forma dată în fig. 6.18, *c*. Pentru ca această tensiune, aproximativ liniar căzătoare, să atingă nivelul —0,7 V în momentul apariției următorului impuls de sincronizare, este necesar ca circuitul de descărcare să prezinte o constantă de timp [6]

$$\tau = C_2\,(R_5 + pP_1) = 0{,}64\ T, \tag{6.6}$$

care, pentru $T=20$ ms (f=50 Hz) poate fi realizată, de exemplu, cu $C_2=100$ nF, $R_5=10$ kΩ și $P_1=250$ kΩ (liniar). Aici pP_1 reprezintă fracțiunea din rezistența P_1 introdusă în circuitul de descărcare. Ajustarea constantei de timp este necesară pentru obținerea formei corecte a tensiunii triunghiulare pe condensatorul C_2, ținînd cont de dispersia valorilor componentelor externe și a tensiunii diodelor Zener integrate. La concepția generatorului TLV s-au luat măsuri pentru asigurarea unei bune stabilități termice a tensiunii liniar variabile.

Comparatorul circuitului integrat βAA145 permite comandarea printr-un nivel de tensiune aplicat din exterior la pinul 8 (tensiunea U_c) a fazei impulsurilor de la ieșiri în raport cu momentele trecerilor prin zero ale tensiunii de sincronizare. Comparatorul are aplicată la intrarea neinversoare tensiunea triunghiulară de pe condensatorul C_2, iar la intrarea inversoare, tensiunea de comandă U_c. Tensiunea de la ieșirea comparatorului (fig. 6.18, *d*) are suprapus un impuls pozitiv dreptunghiular cu fronturi în dreptul intersecțiilor dintre tensiunea triunghiulară și linia tensiunii de comandă. Tensiunea de la ieșirea comparatorului rămîne la ni-

velul superior atît timp cît tensiunea triunghiulară este mai mare decît tensiunea de comandă. Prin modificarea tensiunii de comandă se deplasează în timp frontul căzător al acestui impuls, modificîndu-se astfel temporizarea introdusă de generatorul TLV și comparator.

Prin variația tensiunii de comandă între 0 și 8 V (valoarea din urmă este de fapt cuprinsă între 7 și 9 V din cauza dispersiei de fabricației) se asigură deplasarea frontului căzător pe un interval apropiat de semiperioada tensiunii de sincronizare ce corespunde la $\alpha_{max}=177\ldots178°$. Dacă tensiunea triunghiulară nu a fost ajustată la punerea în funcțiune pentru a avea forma din fig. 6.18, *c*, domeniul de reglare al unghiului de fază va fi mai mic decît $0° - \alpha_{max}$ sau se poate obține acest domeniu maxim, dar nu cu tensiune de comandă între 0 și +8 V.

Comparatorul poate fi inhibat (cu ieșirea menținută la nivelul superior) prin aplicarea la terminalul 6 a unei tensiuni apropiate de $+E$. Intrarea 6 se folosește deci pentru întreruperea furnizării de impulsuri la ieșirile integratorului în cazul apariției unei funcționări anormale a schemei de forță cu tiristoare sau triace, comandată de integrat (deci în scopuri de protecție). Conectarea directă la masă a pinului 6 al integratului printr-un tranzistor extern de comandă duce la defectarea circuitului integrat!

Circuitul monostabil, incluzînd un circuit basculant bistabil și componentele externe C_3, R_6, P_2, are rolul de a stabili durata impulsurilor de la ieșirile circuitului integrat βAA145. Circuitul basculant bistabil este declanșat de către impulsurile de sincronizare (deci la începutul semiperioadelor tensiunii de sincronizare) și readus de către frontul căzător de la ieșirea comparatorului (fig. 6.18, *e*). Condensatorul C_3, încărcat cu cca 11 V în intervalul cît tensiunea de la ieșirea circuitului basculant bistabil este la nivel superior, începe să se descarce peste rezistențele R_6 și P_2 (cu tendința de încărcare cu polaritate inversă spre tensiunea de alimentare $+E$), din momentul căderii tensiunii de la ieșirea bistabilului (cînd se saturează un tranzistor din bistabil și aduce potențialul pinului 2 spre +0,5 V). Întrucît condensatorul C_3 nu se descarcă instantaneu, pe pinul 11 apare la început un salt negativ (fig. 6.18, *f*), apoi, pe măsura descărcării condensatorului tensiunea pe pinul 11 crește spre +2 V (limitarea se datorează deschiderii a trei joncțiuni aflate în serie). Această creștere, ce are loc în timp, controlată de elementele externe C_3, R_6, P_2, va stabili durata impulsurilor de ieșire t_p (fig. 6.18, *g* și *h*) prin intermediul blocului logic.

Pentru valori ale componentelor externe $C_3=47$ nF, $R_6=5{,}6$ kΩ, $P_2=250$ kΩ, se poate obține o durată t_p a impulsurilor (modificată prin P_2) :

$$t_{p\,min}=86\ \mu s<t_p<t_{p\,max}=7\ ms.$$

(valorile date în catalog, de 100 μs și 4 ms se încadrează în valorile calculate de mai sus).

Blocul logic și etajele de ieșire au rolul de a forma impulsuri rectangulare cu durată t_p și de a le distribui spre cele două ieșiri 14 și 10 în relație cu semiperioadele corespunzătoare ale tensiunii de sincronizare

(fig. 6.18 *g*, *h*). Se obține astfel la ieșirea 14 a integratului un impuls de comandă pentru tiristor sau triac sincronizat cu semiperioada pozitivă a tensiunii anodice de alimentare, iar la ieșirea 10 un impuls sincronizat cu semiperioada negativă a acesteia (sincronizarea etajelor de ieșire de către detectorul de nul, alimentat la rîndul lui cu tensiune de sincronizare din circuitul anodic al tiristorului sau triacului comandat, este prevăzută în fig. 6.15 și 6.17).

Întrucît ambele ieșiri reprezintă colectoare de tranzistoare în gol, care pot doar absorbi curent, pentru folosirea lor la comanda tiristoarelor sau triacelor, direct sau prin tranzistoare de putere medie intermediare, este necesar să se introducă între sursa $+E$ și aceste ieșiri rezistențele R_7 și R_8 (fig. 6.17).

Pe durata t_p a impulsurilor de ieșire tranzistoarele din integrat (T_{19}, T_{20}) [6] sînt blocate și dispozitivele externe comandate pot prelua curent prin rezistențele R_7, R_8 de la sursa $+E$. În restul intervalului dintr-o perioadă curentul este preluat (comutat) prin aceste tranzistoare, nivelul de tensiune coborînd la ieșire la cîteva zecimi de volt. Rezultă că prin tranzistoarele de ieșire va trece aproximativ același curent (în afara intervalului t_p) ca și prin grila sau baza dispozitivelor externe comandate (în intervalul t_p). Deoarece la un curent prin tranzistoarele de ieșire integrate ce depășește 25 mA, nivelul inferior al tensiunii de ieșire crește peste 0,6 V (reprezentînd tensiunea între colector și emitor în saturație) și se pot comanda fals dispozitivele externe, se recomandă [5] limitarea curentului prin rezistențele R_7, R_8 la maximum 25 mA. În plus, se impune introducerea unor diode în serie cu grila sau baza dispozitivelor externe (care măresc tensiunea de deschidere a ansamblului diodă-dispozitiv comandat la cca 0,8 ... 0,9 V). Pentru a se putea folosi integratul βAA145 cu curent de ieșire pînă la 50 mA, cît se prevede practic în [6], ar fi necesară introducerea în serie în grila sau baza dispozitivului extern comandat a unei diode Zener de 2,7 V pentru a se evita comanda falsă (desigur, rezistențele R_7 și R_8 s-ar dimensiona corespunzător). Majoritatea aplicațiilor date în catalogul [31, 11] sau în manualul de utilizare [6] respectă curentul maxim de 25 mA prin rezistențele R_7, R_8. Curentul maxim este suficient, în general, pentru comanda directă pe grilă a unor tiristoare și triace de curent anodic pînă la cîțiva amperi [6]. Pentru cazul cînd trebuie comandate tiristoare sau triace care necesită curent de grilă >25 mA se atașează la circuitul integrat tranzistoare externe de curent corespunzător (în general ≤ 1 A).

Dintre datele de catalog ale circuitului integrat βAA145 se citează aici valorile limită :

— tensiunea de alimentare pozitivă maximă : +18 V,

— extremele tensiunii de comandă, aplicată la intrarea inversoare a comparatorului (pinul 8) : —5 V și $+E$ (valoarea utilizată a tensiunii de alimentare),

— curenți maximi : pe intrarea 13 : 25 mA (spre exterior), pe intrarea 15 : 5 mA (spre exterior) pe intrarea 9 (ambele sensuri) : 20 mA.

Dintre mărimile caracteristice ale circuitului integrat βAA145 [6] se citează :

— curentul consumat de la sursa de alimentare cu tensiune pozitivă în lipsa impulsurilor de ieșire : maximum 30 mA ;

— curentul în impuls maxim de la ieșirea 16 (în cazul folosirii impulsului de sincronizare de 8 V) : 0,6 mA ;

— durata impulsurilor de ieșire (la pinul 14 și la pinul 10) : 0,1 . . . 0,4 ms ;

— asimetria defazării impulsurilor în semiperioada pozitivă și negativă pentru $t_p = 0{,}5$ ms și $U_c = +4$ V : maximum 3° ;

— asimetria defazării între două circuite integrate diferite (sincronizate prin legarea terminalelor 16), în condițiile $t_p = 0{,}5$ ms și $U_c = +4$ V : maximum 3°.

Alte mărimi caracteristice au fost citate la prezentarea anterioară a funcționării circuitului integrat.

6.3.1. CIRCUIT DE COMANDĂ ÎN FAZĂ ÎNTRE DOUĂ UNGHIURI IMPUSE

Circuitul de aplicație tipică a integratului βAA145 dn fig. 6.17 poate asigura, prin folosirea unei tensiuni de comandă ajustabilă între +8 V și 0, o modificare a unghiului de fază („de aprindere") între 0 și 180° (aproximativ). Modificînd forma tensiunii triunghiulare de pe condensatorul C_2 ca în fig. 6.19 prin intermediul constantei de timp $\tau = C_2(R_5 + pP_1)$ (luîndu-se în primul caz $\tau < 0{,}64\ T$ iar în al doilea caz $\tau > 0{,}64\ T$), se observă posibilitatea de a comanda unghiul de fază α (adică unghiul după care se furnizează unui tiristor sau triac impuls de aprindere — față de începutul semiperioadei tensiunii de sincronizare) între 0 și o anumită valoare mai mică decît 180° (fig. 6.19, *a*), respectiv posibilitatea de a comanda modificarea unghiului de fază între 0 și 180° (aproximativ) printr-o tensiune de comandă cuprinsă între o valoare mai mare decît 0 și +8 V (fig. 6.19, *b*).

O soluție generală pentru comanda unghiului de fază între două valori impuse α_{min} și α_{max} (cuprinse între 0 și 180°) și folosind o tensiune

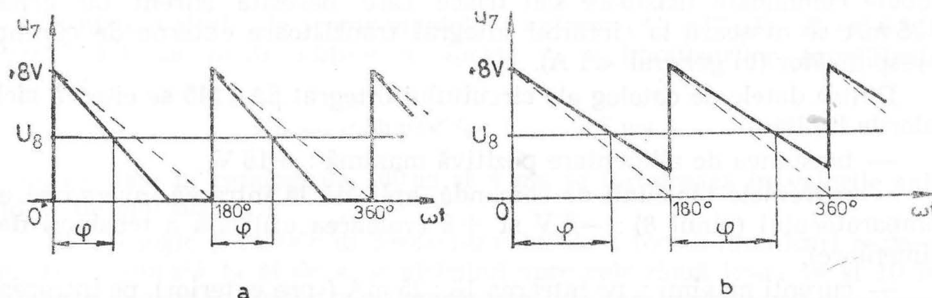


Fig. 6.19. Forme posibile ale tensiunii liniar-variabile (TLV).

de comandă cu extremele date, cuprinse între +15 V și —15 V, este aceea din fig. 6.20. Aici tensiunea triunghiulară de la ieșirea 7 a circuitului βAA145 este ajustată prin potențiometrul P_1 astfel încît să aibă forma optimă (cu linie întreruptă în fig. 6.19).

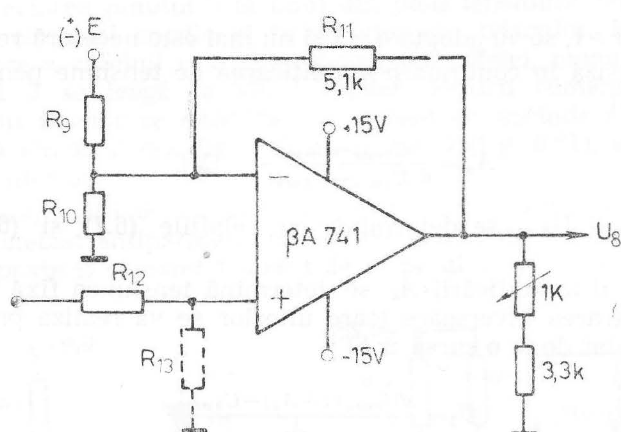


Fig. 6.20. Comanda în fază a circuitului βAA145 prin convertor de domeniu.

Amplificatorul operațional are rolul de a realiza o conversie de domeniu de tensiune și anume, din domeniul tensiunii U_c disponibil la intrare în domeniul lui U_8 necesar la ieșire.

Domeniul tensiunii U_8 necesar la ieșire este cuprins între

$$U_{8min}=(7\ldots9)\left(1-\frac{\alpha_{max}}{180}\right)\quad [\mathrm{V}],\ [^\circ]. \tag{6.7}$$

și

$$U_{8max}=(7\ldots9)\left(1-\frac{\alpha_{min}}{180}\right)\quad [\mathrm{V}],\ [^\circ]. \tag{6.8}$$

Se constată că factorul din fața parantezelor, care reprezintă amplitudinea tensiunii triunghilare produsă de generatorul TLV, prezintă o dispersie de fabricație (este tensiunea unei diode Zener limitatoare). Prin urmare, amplificatorul operațional care face conversia de domeniu este dimensionat pentru a realiza valoarea maximă din membrul drept al relațiilor (6.7) și 6.8), iar o valoare mai mică a celor două niveluri extreme ale tensiunii u_8 se obține simplu cu ajutorul unui potențiometru (P_3) de la ieșirea amplificatorului.

Utilizatorul schemei din fig. 6.20, avînd impuse limitele unghiului α și ale tensiunii de comandă disponibile $-U_{cmin}, U_{cmax}$, trebuie să stabilească dacă este necesară divizarea cu R_{12} și R_{13}, semnul tensiunii E de alimentare a divizorului R_9, R_{10} și să dimensioneze rezistențele R_9, R_{10}, R_{12}, R_{13}.

Se determină mai întîi valoarea factorului de divizare al tensiunii de comandă U_c

$$d=\frac{\alpha_{max}-\alpha_{min}}{30\,(U_{cmax}-U_{cmin})}\quad [V],\ [^\circ]. \qquad (6.9)$$

Dacă rezultă $d>1$, se va adopta $d=1$ și nu mai este necesară rezistența R_{13}.

Se calculează în continuare amplificarea de tensiune pentru intrarea inversoare [14]

$$A_u=\frac{U_{8max}-U_{8min}}{d\,(U_{cmax}-U_{cmin})}\quad [V], \qquad (6.10)$$

în care U_{8max} și U_{8min} se determină cu relațiile (6.7) și (6.8) folosind factorul 9.

Cu ajutorul amplificării A_u se determină tensiunea fixă ce ar trebui aplicată la intrarea inversoare (care ulterior se va realiza prin divizorul R_9, R_{10} alimentat de la o sursă $\pm E$) :

$$U_1=\frac{dU_{cmin}(1+A_u)-U_{8min}}{A_u}. \qquad (6.11)$$

Semnul tensiunii U_1 va arăta semnul tensiunii E care trebuie utilizată la alimentarea divizorului R_9, R_{10}.

Rezistențele R_9 și R_{10} se vor calcula cu relațiile :

$$R_9=\frac{5{,}1}{A_u}\cdot\frac{E}{U_1}\quad [k\Omega] \qquad (6.12)$$

$$R_{10}=R_9\frac{U_1}{E-U_1}\quad [k\Omega]. \qquad (6.13)$$

Rezistența R_{12} se dimensionează în mod diferit, după cum se folosește sau nu rezistența R_{13}. Astfel, dacă nu este necesară R_{13} $(d=1)$:

$$R_{12}=R_9 \| R_{10} \| 5{,}1\quad [k\Omega]. \qquad (6.14)$$

Dacă este necesară divizarea, atunci

$$R_{12}=\frac{R_9 \| R_{10} \| 5{,}1}{d}\quad [k\Omega], \qquad (6.15)$$

iar

$$R_{13}=R_{12}\frac{d}{1-d}\quad [k\Omega]. \qquad (6.16)$$

Toate rezistențele aferente amplificatorului operațional, calculate mai sus, trebuie adoptate cu toleranță redusă — 1 . . . 2% — pentru realizarea cu suficientă precizie a gamei de reglare a unghiului de aprindere a tiristorului sau triacului comandat.

Aplicaţia tipică din fig. 6.17 poate fi completată cu unul din circuitele prezentate în figurile 6.21 pînă la 6.26 [11, 31] pentru comanda tiristoarelor sau triacelor din diverse instalaţii.

Sincronizarea impulsurilor de comandă cu însăşi tensiunea de alimentare a sarcinii (curentul de sarcină fiind reglat cu tiristor sau triac) impune conectarea pinului 3 la unul din polii tensiunii, celălalt pol fiind conectat în circuitul anodic al tiristorului sau triacului. Dacă tensiunea de alimentare a sarcinii este chiar tensiunea reţelei, monofazată sau trifazată pinul 3 se leagă la nulul reţelei. Pentru comanda monoalternanţă a unui tiristor ce necesită un curent de aprindere $I_g \leqslant 25$ mA se completează circuitul din fig. 6.17 cu dioda D (fig. 6.21), al cărei rol a fost arătat anterior.

În unele aplicaţii, de exemplu la variatoarele de valori efective cu două tiristoare conectat antiparalel, unul dintre cele două tiristoare are catodul la masă şi poate fi comandat direct de la pinul 14 (Th_1 din fig. 6.22). Cel

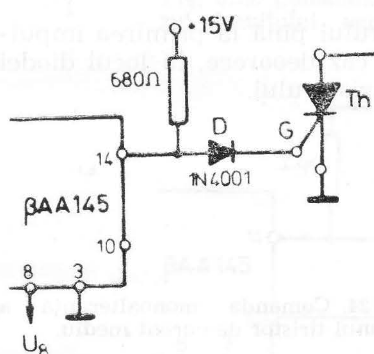


Fig. 6.21. Comanda monoalternanţă a unui tiristor de 1 A.

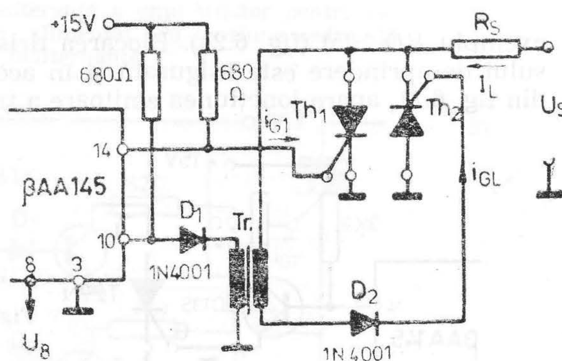


Fig. 6.22. Comanda bialternanţă a două tiristoare de 1 A montate antiparalel.

de-al doilea tiristor are anodul la masă şi din această cauză comanda de la pinul 10 trebuie separată galvanic de tiristorul Th_2 prin transformatorul Tr cu raportul de transformare 1 : 1.

La unele utilaje, siguranţa în funcţionare (evitarea comenzilor false) sau altă condiţie tehnică funcţională impune separarea galvanică completă a circuitului de comandă de tiristor. Separarea completă implică atît o separare a circuitului de comandă de grila tiristorului, cît şi a circuitului de sincronizare. Ea se realizează fie prin octocuploare, fie prin transformatoare (fig. 6.23).

Separarea circuitului de sincronizare este realizată cu transformatorul Tr_2, cu raport de transformare 1 : 10. Tensiunea de sincronizare fiind de 10 ori mai mică decît tensiunea reţelei, valorile rezistenţelor R_1 şi R_2 din fig. 6.17 se micşorează de 10 ori păstrînd raportul $R_1/R_2 = 0,24$.

La comanda tiristoarelor ce necesită un curent de aprindere $I_g > 25$ mA, între pinul 14 şi grilă se intercalează un tranzistor de medie putere (de

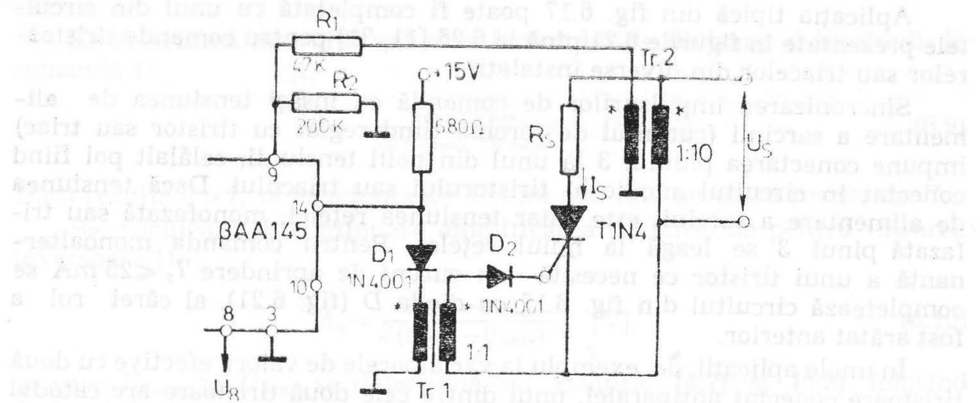


Fig. 6.23. Comanda monoalternanță a unui tiristor de 1 A cu separare galvanică totală.

exemplu *BD* 135) (fig. 6.24). Blocarea tiristorului pînă la primirea impulsului de aprindere este asigurată și în acest caz deoarece, în locul diodei din fig. 6.21, apare joncțiunea emitoare a tranzistorului.

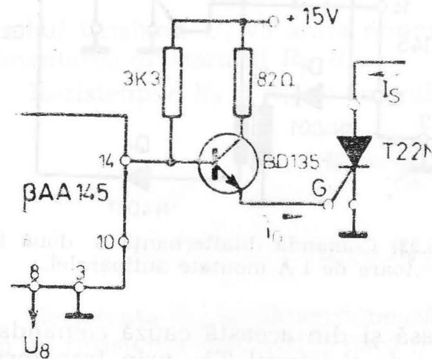


Fig. 6.24. Comanda monoalternanță a unui tiristor de curent mediu.

Dacă sarcina din circuitul anodic al tiristorului este alimentată cu tensiunea de ieșire a unui redresor monofazat bialternanță, tiristorul este comandat bialternanță cu ajutorul diodelor D_1 și D_2 (fig. 6.25). Diodele au un dublu rol: unul de asigurare a blocării tiristorului pînă la primirea impulsului de aprindere, al doilea — de însumare în grila tiristorului a celor două impulsuri de comandă.

Tot o comandă bialternanță este necesară și pentru un triac cu rol de variator de valori efective (fig. 6.26). Deoarece curentul de poartă pentru aprindere este mai mare de 25 mA, sînt introduse cele două tranzistoare de curent mediu (*BD* 135). Prin transformatorul cu priză mediană în primar se face însumarea celor două impulsuri de comandă.

Circuitele de comandă, în variantele de mai sus, sînt utilizate în cazul unor sarcini rezistive sau slab inductive. În cazul unor sarcini

puternic inductive, comanda tiristoarelor se face cu tren de impulsuri ce suplinește un impuls lung. Problema este tratată în subparagraful următor.

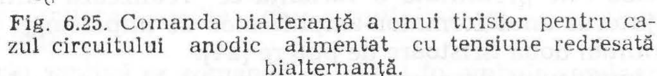


Fig. 6.25. Comanda bialternanță a unui tiristor pentru cazul circuitului anodic alimentat cu tensiune redresată bialternanță.

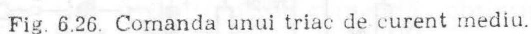


Fig. 6.26. Comanda unui triac de curent mediu.

6.3.2. CIRCUITE DE COMANDĂ ÎN FAZĂ CU TREN DE IMPULSURI

În instalațiile unde este necesară reglarea curentului în sarcini puternic inductive cu ajutorul tiristoarelor sau triacelor, acestea se comandă cu tren de impulsuri, fiecare impuls avînd (în cazul tiristoarelor rapide) forma din fig. 6.27 pentru obținerea unui timp scurt de amorsare. În acest caz circuitul de comandă trebuie să îndeplinească trei funcții : să realizeze comanda cu unghiul de fază α impus, să genereze un tren de impulsuri pe durata t_p a impulsului de comandă și să formeze vîrful impulsului (dacă este cazul). Prima funcție este realizată cu circuitul de comandă tipic din fig. 6.17 ; funcțiile de generare a trenului de impulsuri și formarea vîrfului pot fi realizate de circuite separate sau cu același circuit.

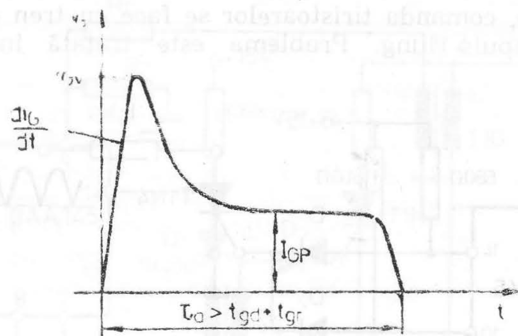


Fig. 6.27. Impuls de comandă cu vîrf pentru tiristoare

În fig. 6.28 este prezentată o variantă ce realizează ultimele două funcții cu ajutorul unui formator-amplificator de impulsuri, care poate comanda simultan două tiristoare de putere [24].

Nivelul impulsului de comandă de la pinul 14 (sau de la pinul 10) este limitat superior de dioda stabilizatoare D_3 și prin dioda D_2 (care realizează un prag de declanșare) comandă circuitul basculant astabil cu două tranzistoare complementare T_1 și T_{2-3}. Cu ajutorul transformatorului de impuls cu două înfășurări în secundar, impulsul cu vîrf (vîrful fiind format cu C_3 și R_7) este transmis la ieșirile G_1—C_1, respectiv G_2—C_2. Cînd ieșirea 14 (10) este la potențial redus (<0,5 V), funcționarea circuitului

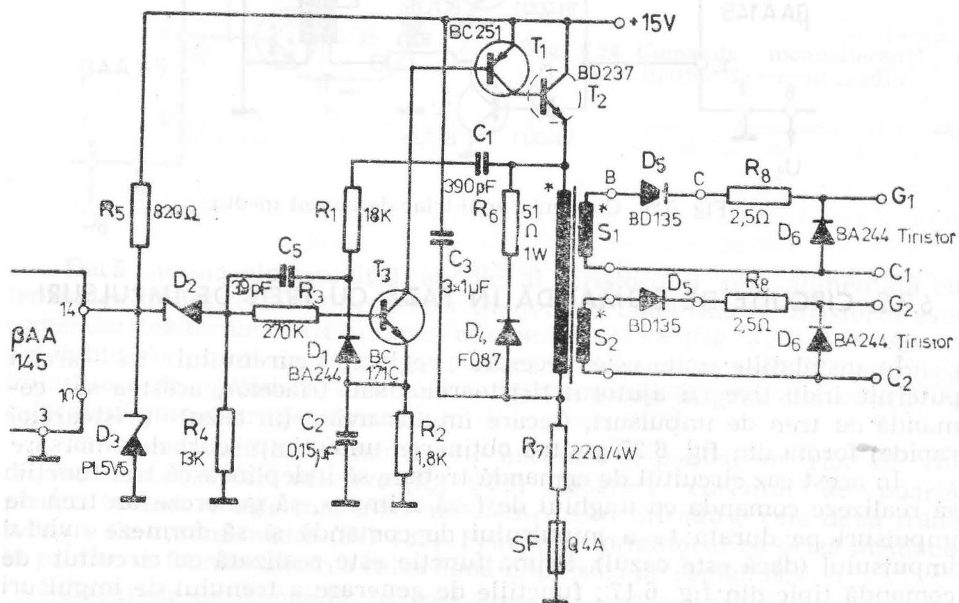


Fig. 6.28. Circuit de comandă cu tren de impulsuri utilizînd un formator-amplificator de impulsuri în regim de circuit astabil.

astabil și prin aceasta producerea impulsurilor este oprită [24]. Același proces de întrerupere a funcționării are loc și la terminarea impulsului de comandă de la pinul 14 (10).

Cu valorile componentelor din fig. 6.28 și prin legarea ieșirilor la tiristoare cu conductoare torsadate cu lungimea de 1 m s-au obținut următoarele caracteristici ale trenului de impulsuri (pentru tiristoare rapide de 250 A) ;

— frecvența impulsurilor de ieșire în regim stabil : 1 600—2 500 Hz,
— durata impulsurilor de ieșire : 120 . . . 150 μs,
— vîrful impulsului de ieșire : mai mare de 1 A,
— palierul impulsului : 0,3 A,
— panta frontului impulsului de curent : 1 A/μs
— durata vîrfului de curent la mijlocul lui : 10 μs.

Pentru realizarea performanțelor de mai sus s-au utilizat în secundarele transformatorului de impuls diode de comutație (joncțiuni de tranzistoare de putere medie de comutație) și rezistențe bobinate antiinductiv [24].

Dacă prin sarcină se comandă curentul în ambele semiperioade, este necesar cîte un formator de impulsuri la fiecare din ieșirile 14 și 10. Dacă sarcina este alimentată trifazat în stea, se utilizează trei circuite integrate βAA145 în montaj ca în fig. 6.17, sincronizate cu tensiunile fază corespunzătoare și avînd pinii 16 legați împreună. La fiecare integrat se atașează cîte un formator la pinul 14. Dacă sarcina este alimentată trifazat și se face comandă în fiecare semiperioadă, se folosesc cîte două formatoare pentru fiecare integrat : unul pentru comanda sincronizată cu alternanța pozitivă legat la pinul 14 — și altul pentru comanda sincronizată cu alternanța negativă legat la pinul 10. În ultimul caz, soluția nu este economică.

Varianta de realizare separată a ultimelor două funcții ale comenzii cu tren de impulsuri impune prezența unui circuit astabil unic ca generator de impulsuri dreptunghiulare și a unor circuite formatoare de impuls (eventual cu vîrf). Impulsurile la ieșirea circuitului formator trebuie generate numai pe durata t_p a impulsului de comandă obținut la pinul 14 (respectiv 10).

În fig. 6.29 este prezentată schema de comandă a celor două tiristoare corespunzătoare unei faze dintr-un invertor cu tiristoare [70].

Circuitul astabil realizat cu tranzistoarele T_5 și T_6 generează impulsuri dreptunghiulare de frecvență 4 000 Hz și factor de umplere 0,5. Pe durata t_p, prin intermediul porții $SI\left(\frac{1}{4}\text{CDB408}\right)$ impulsurile dreptunghiulare atacă formatorul de impulsuri cu T_1 și T_2, respectiv T_3 și T_4. Tranzistoarele T_1 și T_3 au rolul numai de a asigura puterea de comandă a tranzistoarelor de medie putere T_2 și T_4. Formarea impulsului cu vîrf are loc astfel :

— se formează un palier al impulsului de 0,22 A, datorită rezistenței de putere R_{13}, respectiv R_{18},

— peste palier se suprapune un vîrf de curent datorită încărcării bruște a condensatorului C_4 (respectiv C_5) prin tranzistor și transformatorul de impuls.

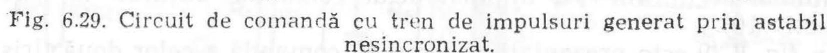


Fig. 6.29. Circuit de comandă cu tren de impulsuri generat prin astabil nesincronizat.

Dioda D_1, respectiv D_2, are rolul de descărcare a energiei electromagnetice înmagazinată în înfășurarea primară pe durata impulsului.

Cu valorile componentelor din figură s-au obținut următoarele caracteristici ale trenului de impulsuri :

— frecvența impulsurilor de ieșire : 4 000 Hz,
— durata impulsurilor de ieșire : 100—120 μs,
— vîrful impulsului de ieșire : mai mare de 0,8 A,
— palierul impulsului : 0,22 A,
— panta de creștere a vîrfului de curent : 0,85 A/μs,
— durata vîrfului de curent la mijlocul lui : 14 μs.

Impulsurile cu caracteristicile de mai sus pot comanda tiristoare de 100 A, iar astabilul este folosit la acționarea circuitelor pentru toate cele trei faze, cu ajutorul tranzistorului T_7.

Varianta prezentată mai sus are dezavantajul că momentul începerii impulsului de comandă de la ieșirile 14 sau 10 poate să nu coincidă cu momentul începerii unui impuls, ci cu momentul începerii unei pauze la monostabil. Din această cauză, unghiul de comandă α impus crește cu maximum 1,8 grade. În majoritatea aplicațiilor, creșterea este nesemnificativă. Dacă însă decalajul de unghi nu se poate admite, se va folosi varianta din fig. 6.30.

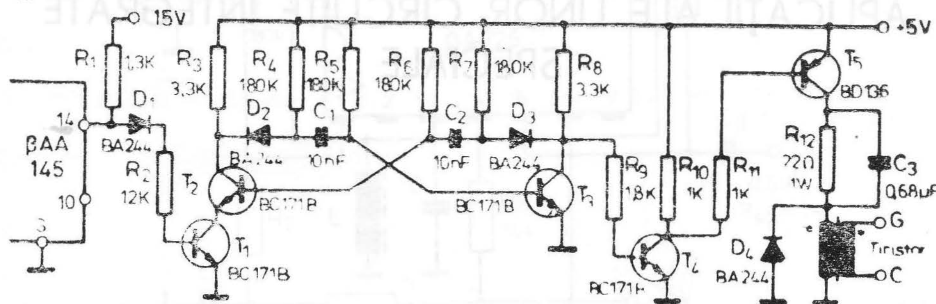


Fig. 6.30. Circuit de comandă cu tren de impulsuri generat prin astabil sincronizat.

Impulsul de comandă disponibil la terminalul 14 (sau 10) acționează cheia T_7. Cînd impulsul există, cheia este închisă (tranzistorul conduce saturat), astabilul începe să lucreze cu un salt în colectorul tranzistorului T_6. Cînd impulsul de comandă se termină, tranzistorul T_7 se blochează și astabilul este inhibat (T_6 rămîne saturat). Din colectorul tranzistorului T_6 se comandă tranzistorul T_1 al formatorului de impuls de tipul celui din fig. 6.29.

Un astabil similar se folosește și la pinul 10. Trenurile de impulsuri obținute de la cele două formatoare comandă bialternanță tiristorul sau tiristoarele din aplicație. Dacă în aplicație intervine rețeaua trifazată și comanda bialternanță, sînt necesare 6 astabile sincronizate și 6 formatoare de impuls.

CAPITOLUL 7

APLICAŢII ALE UNOR CIRCUITE INTEGRATE SPECIALE

7.1. OSCILATOR LC ÎN PUNTE CU CIRCUIT INTEGRAT βA726

În paragraful 2.9 a fost prezentat oscilatorul LC în punte cu amplificator operaţional şi au fost analizate o serie de probleme ce apar la acest tip de oscilator. S-au dat relaţiile de dimensionare principale şi performanţele realizate.

Se prezintă aici un nou circuit de acest gen, simplu, utilizînd un singur circuit integrat βA726, cu ajutorul căruia se realizează atît amplificatorul termostatat, cît şi o diodă de limitare termostatată [30], (fig. 7.1 şi 7.2)

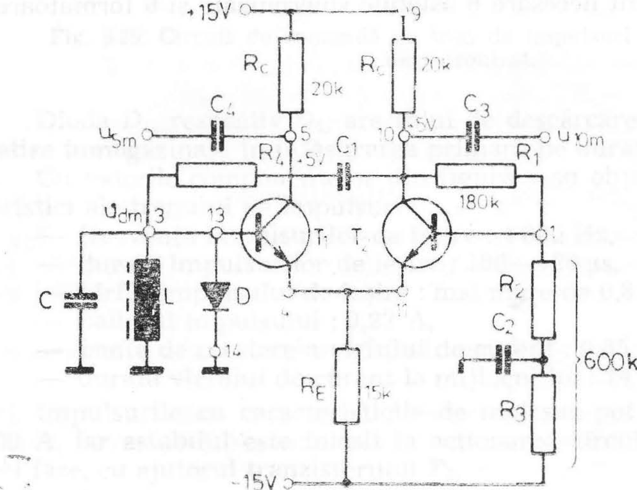


Fig. 7.1. Schema desfăşurată a oscilatorului LC în punte cu circuit integrat βA726.

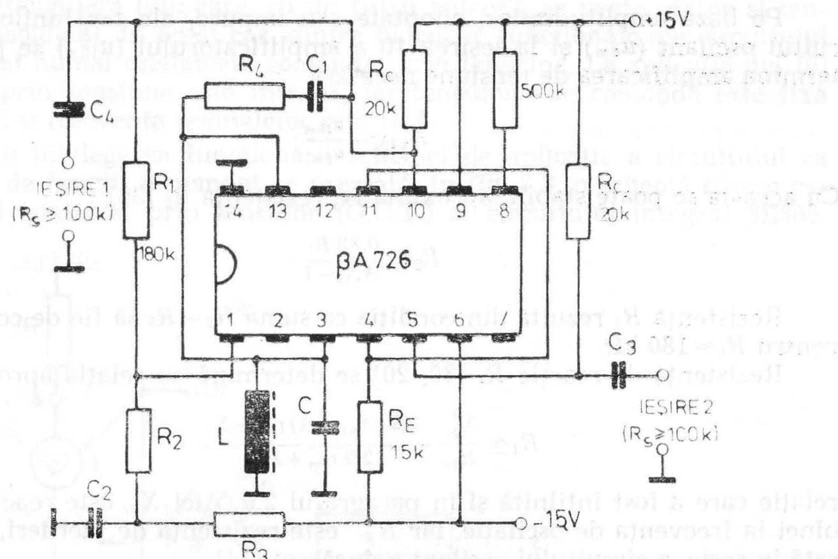


Fig. 7.2. Oscilator *LC* în punte cu circuit integrat βA726.

Pe dioda *D*, ce realizează limitarea de amplitudine (reprezentînd joncţiunea colectoare a unui tranzistor destinat în mod obişnuit unei surse de curent constant pentru etajul diferenţial), trebuie asigurată o amplitudine de tensiune care să ducă punctul de funcţionare pe caracteristica tensiune-curent pînă la o poziţie unde rezistenţa dinamică de semnal mic a diodei, r_{dm}, este de ordinul 1,5 ... 1 kΩ [20, 15]. Această amplitudine este de 0,47 ... 0,5 V, iar rezistenţa r_{dm} a fost denumită în paragraful 2.9 : **rezistenţă dinamică „de vîrf"**.

Cu ajutorul rezistenţelor R_1 şi R_2 ce realizează reacţia negativă, se impune o amplificare de 2 ... 6 amplificatorului realizat cu tranzistorul T_2. Cînd amplificarea este egală cu 2 ($R_1/R_2 \cong 1$), se obţine o stabilitate de frecvenţă optimă [1].

Cu ajutorul rezistenţei R_4 se realizează reacţia pozitivă care asigură condiţia de oscilaţie de amplitudine. Puntea este compusă din rezistenţele R_1, R_2, R_4 şi impedanţa la rezonanţă a circuitului oscilant *LC*.

La punerea în funcţie a acestui oscilator este necesar ca R_4 şi R_2, deci şi R_3 (pentru menţinerea polarizării corecte), să se poată ajusta într-un domeniu de ±10% faţă de valoarea calculată, pentru stabilirea amplitudinilor necesare pe dioda circuitului oscilant şi la ieşirea 10 ($\leq$3 V), urmînd să se înlocuiască apoi cu rezistenţele fixe necesare.

Deoarece amplificarea la ieşirea 5 este în general mai mare decît la ieşirea 10, amplitudinea tensiunii la această ieşire trebuie limitată la 4 ... 5 V.

Pe baza amplitudinilor, adoptate sau impuse, ale tensiunilor pe circuitul oscilant (u_{dm}) şi la ieşirea 10 a amplificatorului (u_{10m}) se poate determina amplificarea de tensiune necesară

$$A_{u10} = \frac{u_{10m}}{u_{dm}}. \quad (7.1)$$

Cu aceasta se poate stabili, aproximativ, rezistenţa R_2 [30]

$$R_2 \cong \frac{0{,}83\, R_1}{A_{u10}-1}. \quad (7.2)$$

Rezistenţa R_3 rezultă din condiţia ca suma R_2+R_3 să fie de cca 600 kΩ pentru $R_1=180$ kΩ.

Rezistenţa de reacţie R_4 [30, 20] se determină cu relaţia aproximativă

$$R_4 \cong \frac{X_L^2}{R_{ps}} \cdot \frac{2{,}2\,(A_{u10}-1)\, r_{dm} - X_L}{2{,}2\, r_{dm} + X_L}, \quad (7.3)$$

relaţie care a fost întîlnită şi în paragraful 2.9. Aici X_L este reactanţa bobinei la frecvenţa de oscilaţie, iar R_{ps} este rezistenţa de pierderi, considerată în serie, a circuitului oscilant neîncărcat [14].

Printr-o realizare îngrijită, în condiţii obişnuite de laborator, se obţin la o funcţionare de durată, o instabilitate a frecvenţei de ordinul 10^{-5} şi o instabilitate a amplitudinii de ordinul 10^{-4}. Pentru amplitudinea de 1 V la ieşirea 10, se obţine un factor de distorsiuni neliniare mai mic decît 0,3%. Frecvenţa de oscilaţie maximă pentru amplitudinea de 1 V şi $R_1/R_2=1$ este de 300 kHz.

Oscilatorul din fig. 7.2 poate realiza o amplitudine a tensiunii de ieşire de 0,5 ... 4 V, impusă prin calculele date mai sus. Rezistenţele de sarcină de la cele două ieşiri trebuie să fie mari (>100 kΩ).

În [6, vol. IV] se prezintă un alt tip de oscilator *LC* cu circuit integrat βA726, care însă nu atinge performanţele de stabilitate date mai sus.

Se poate afirma că oscilatorul prezentat în acest paragraf este cel mai stabil dintre toate oscilatoarele fără cuarţ. Efectul variaţiei temperaturii mediului intervine practic numai prin intermediul componentelor *L, C*. La realizarea oscilatorului s-a folosit bobină pe ferită tip oală din material MZ5 [79] şi condensator (*C*) cu polistiren. Toate rezistenţele din circuit sînt cu peliculă metalică. O altă variantă de oscilator este propusă în [82].

7.2. GENERATOR DE FUNCŢII COMANDAT PRIN TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT βE565

Circuitul integrat βE565, circuit „cu calare pe fază" sau PLL, este prezentat detaliat în [6], împreună cu un număr mare de aplicaţii. Între acestea se află şi generatorul de funcţii sau generatorul de tensiune triunghiu-

lară şi rectangulară (din care, cu un filtru potrivit, se poate obţine şi tensiune sinusoidală). În acest caz, dintre blocurile funcţionale ale circuitului este utilizat numai oscilatorul comandat prin tensiune. La aplicaţia din [6] comanda prin tensiune este internă, iar tensiunea de comandă este fixă astfel încît şi frecvenţa semnalelor este fixă.

Pentru înţelegerea funcţionării schemei de aplicaţie a circuitului ca generator de funcţii comandat se prezintă, în fig. 7.3, o schemă bloc a oscilatorului controlat prin tensiune (O.C.T.) al circuitului integrat βE565.

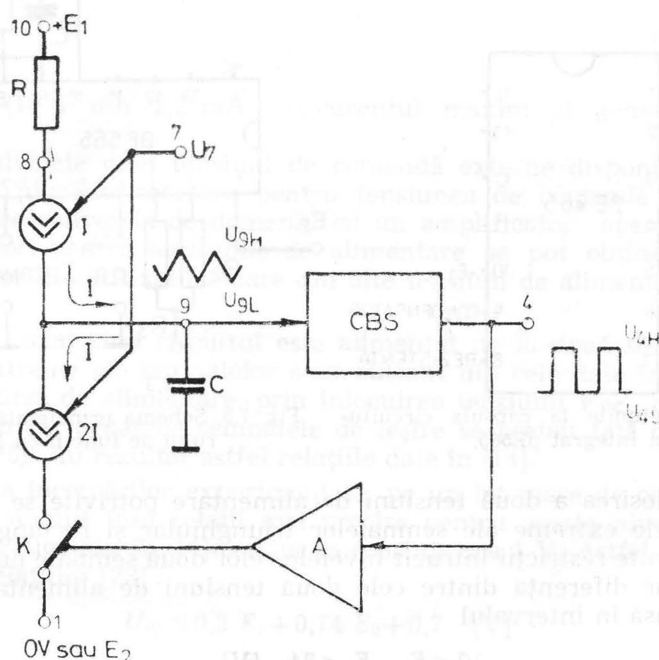


Fig. 7.3. Schema bloc a oscilatorului controlat prin tensiune al circuitului integrat βE565

În timp ce potenţialul de la ieşirea 4 a circuitului basculant Schmitt (C.B.S.) se află la nivelul inferior U_{4L}, cheia K este deschisă şi sursa de curent I controlată prin tensiunea U_7 încarcă liniar condensatorul C (conectat la pinul 9). Cînd tensiunea pe acesta atinge nivelul superior U_{9H} are loc bascularea circuitului CBS, la ieşirea 4 rezultînd nivelul superior U_{4H}. Acesta comandă prin amplificatorul A cheia K, care se închide. Are loc în continuare descărcarea condensatorului C, liniar în timp, aproximativ cu acelaşi curent I, deoarece sursa de curent de descărcare preia un curent $2I$. Cînd tensiunea pe condensator atinge nivelul U_{9L}, circuitul basculant Schmitt comută în starea cu U_{4L} la ieşire şi cheia K se deschide. În continuare procesul se repetă cu perioada impusă de I deci de U_7. Ansamblul celor două surse de curent este denumit „sursă de curent de precizie" [6].

În fig. 7.4 se prezintă conexiunile la capsulă ale circuitului integrat βE565, iar în fig. 7.5 modul general de utilizare ca generator de funcţii.

Legătura dintre tensiunea de comandă U_7 şi frecvenţă este liniară [6, 23, 14]. Prin tensiunea U_7 se poate realiza şi o vobulare, mai simplu decît se prezintă în [6].

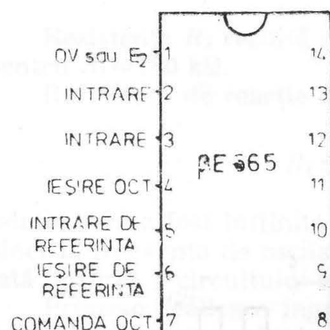


Fig. 7.4. Conexiunile la capsula circuitului integrat βE565.

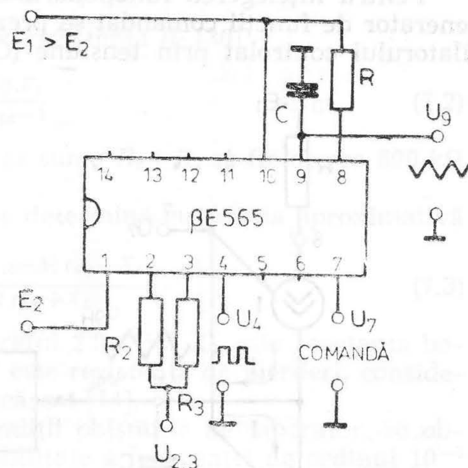


Fig. 7.5. Schema principială a generatorului de funcţii cu βE565

Prin folosirea a două tensiuni de alimentare potrivite se pot realiza diferite nivele extreme ale semnalelor triunghiular şi rectangular, desigur, cu anumite restricţii întrucît nivelele celor două semnale nu sînt independente, iar diferenţa dintre cele două tensiuni de alimentare trebuie să fie cuprinsă în intervalul

$$10 \leqslant E_1 - E_2 \leqslant 24 \quad [V]. \tag{7.4}$$

(unde E_1 şi E_2 se introduc cu semnele lor faţă de borna de masă).

Tensiunea de polarizare a intrărilor 2 şi 3 trebuie să fie

$$U_{2,3} = E_2 + (1,6 \ldots 5) \quad [V]. \tag{7.5}$$

Atunci cînd $U_{2,3}$ rezultă apropiată de zero, se leagă cele două intrări la masă. În rest, tensiunea $U_{2,3}$ se realizează printr-o divizare potrivită a uneia din tensiunile de alimentare [14].

Generatorul furnizează semnale de forma dată în fig. 7.6, cu frecvenţa cuprinsă între o valoare maximă (stabilită prin R, C, U_{7MIN}) şi o valoare apropiată de zero (pentru U_{7MAX}). Cînd factorul de umplere al semnalului rectangular diferă de 0,5, acesta se poate corecta prin utilizarea unei surse de curent constant suplimentare potrivite, conectată la borna 9 [9]. O sursă de curent se poate realiza conform celor prezentate în paragraful 2.6. Sursa trebuie să fie comandată prin aceeaşi tensiune U_7 care controlează frecvenţa şi să furnizeze un curent cu extremele ajustabile între —0,22 şi

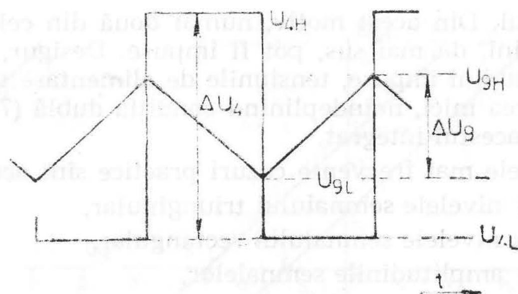


Fig. 7.6. Forma semnalelor generatorului cu βE565.

+0,22 mA (10% din 2,2 mA — curentul maxim al generatorului de precizie).

Dacă nivelele unei tensiuni de comandă externe disponibile nu corespund cu nivelele necesare pentru tensiunea de comandă directă U_7, se poate face conversia de domeniu cu un amplificator operațional [14]. Diferite valori pentru tensiunile de alimentare se pot obține uneori cu ajutorul unor diode stabilizatoare din alte tensiuni de alimentare disponibile [6, 14].

Pentru cazul cînd circuitul este alimentat de la două surse, relațiile nivelelor extreme ale semnalelor s-au obținut din cele date în [6] pentru o singură sursă de alimentare, prin înlocuirea tensiunii V_{CC} cu E_1—E_2 și decalarea cu E_2, deoarece semnalele de ieșire se preiau față de borna de masă (fig. 7.5). Au rezultat astfel relațiile date în [14].

În urma încercărilor experimentale, pe un lot mare de circuite integrate, s-au stabilit însă relații mai precise pentru aceste nivele, întrucît relațiile teoretice din [6, 14] conduc la erori de cca 1 V. Astfel, se propune utilizarea relațiilor [23]:

$$U_{9L} \cong 0{,}3\ E_1 + 0{,}74\ E_2 + 0{,}7 \quad [\mathrm{V}] \tag{7.6}$$

$$U_{9H} \cong 0{,}52\ (E_1 + E_2) + 0{,}4 \tag{7.7}$$

$$\Delta u_9 = U_{9H} - U_{9L} \cong 0{,}22\ (E_1 - E_2) - 0{,}3 \tag{7.8}$$

$$U_{4L} \cong 0{,}52\ (E_1 + E_2) - 1{,}3 \tag{7.9}$$

$$U_{4H} \cong E_1 - 0{,}7 \tag{7.10}$$

$$\Delta u_4 = U_{4H} - U_{4L} \cong 0{,}48\ E_1 - 0{,}52\ E_2 + 0{,}6. \tag{7.11}$$

În aceste relații se utilizează tensiunile E_1 și E_2 cu semnul lor. Abaterile față de relațiile determinate teoretic se explică prin variația tensiunii U_{BE} a tranzistoarelor cu tensiunile de alimentare și prin existența unor diferențe între valorile rezistențelor integrate și cele înscrise în schema de principiu.

Întrucît în practică se impun, de obicei, nivelele extreme ale semnalelor sau amplitudinile acestora, se pot folosi două dintre ecuațiile (7.6)...(7.11) pentru stabilirea tensiunilor de alimentare E_1 și E_2 ale cir-

cuitului. Din acest motiv, numai două din cele patru nivele și două amplitudini, de mai sus, pot fi impuse. Desigur, pentru anumite nivele sau amplitudini impuse, tensiunile de alimentare vor rezulta exagerat de mari sau prea mici, neîndeplinind condiția dublă (7.4) și se va renunța la utilizarea acestui integrat.

Cele mai frecvente cazuri practice sînt acelea în care se impun:

a) nivelele semnalului triunghiular,

b) nivelele semnalului rectangular,

c) amplitudinile semnalelor,

d) nivelele inferioare ale celor două semnale.

Limitele domeniului de valori pentru aceste nivele și amplitudini se pot obține prin eliminarea tensiunilor E_1 și E_2 din perechea de ecuații corespunzătoare din grupul (7.6 ... 7.11) și din condiția (7.4). Limitele constituie două drepte paralele în planul avînd pe axe cele două nivele sau amplitudini impuse. Pentru cazurile de mai sus, graficele rezultate sînt prezentate în fig. 7.7 [22]. Pentru alte cazuri, ele se pot deduce în modul arătat.

Cu ajutorul graficelor se poate verifica simplu dacă circuitul integrat poate furniza semnalele dorite de utilizator.

În scopul comandării frecvenței semnalelor generate de circuitul βE565 au fost determinate [23] valorile extreme posibile ale tensiunii U_7 (egală aproximativ cu U_8):

$$U_{7MIN} \cong 0{,}5\,(E_1+E_2)+1{,}5 \quad [\mathrm{V}], \tag{7.12}$$

$$U_{7MAX} \cong E_1-0{,}2 \quad [\mathrm{V}]. \tag{7.13}$$

Limita inferioară a rezistenței R se determină cu relația

$$R_{min}=\frac{E_1-U_{7MIN}}{I_{MAX}}=\frac{E_1-U_{7MIN}}{2{,}2}\,[\mathrm{k\Omega}], \tag{7.14}$$

unde s-a utilizat valoarea maximă de 2,2 mA a curentului generatorului de precizie.

Limita superioară a capacității condensatorului C care stabilește frecvența împreună cu rezistența R este

$$C_{max}=\frac{E_1-U_{7MIN}}{2\,f_{max}\,\Delta u_9 R_{min}}. \tag{7.15}$$

Pentru o frecvență minimă f_{min} impusă generatorului rezultă limita superioară necesară a tensiunii de comandă

$$U_{7max}=E_1-2RCf_{min}\,\Delta u_9. \tag{7.16}$$

Dacă se utilizează o capacitate C cu valoare depărtată de aceea dată de relația (7.15), rezistența R trebuie să respecte condiția

$$R<\frac{E_1-U_{7max}}{I_{min}}=\frac{E_1-U_{7max}}{0{,}1}\,[\mathrm{k\Omega}]. \tag{7.17}$$

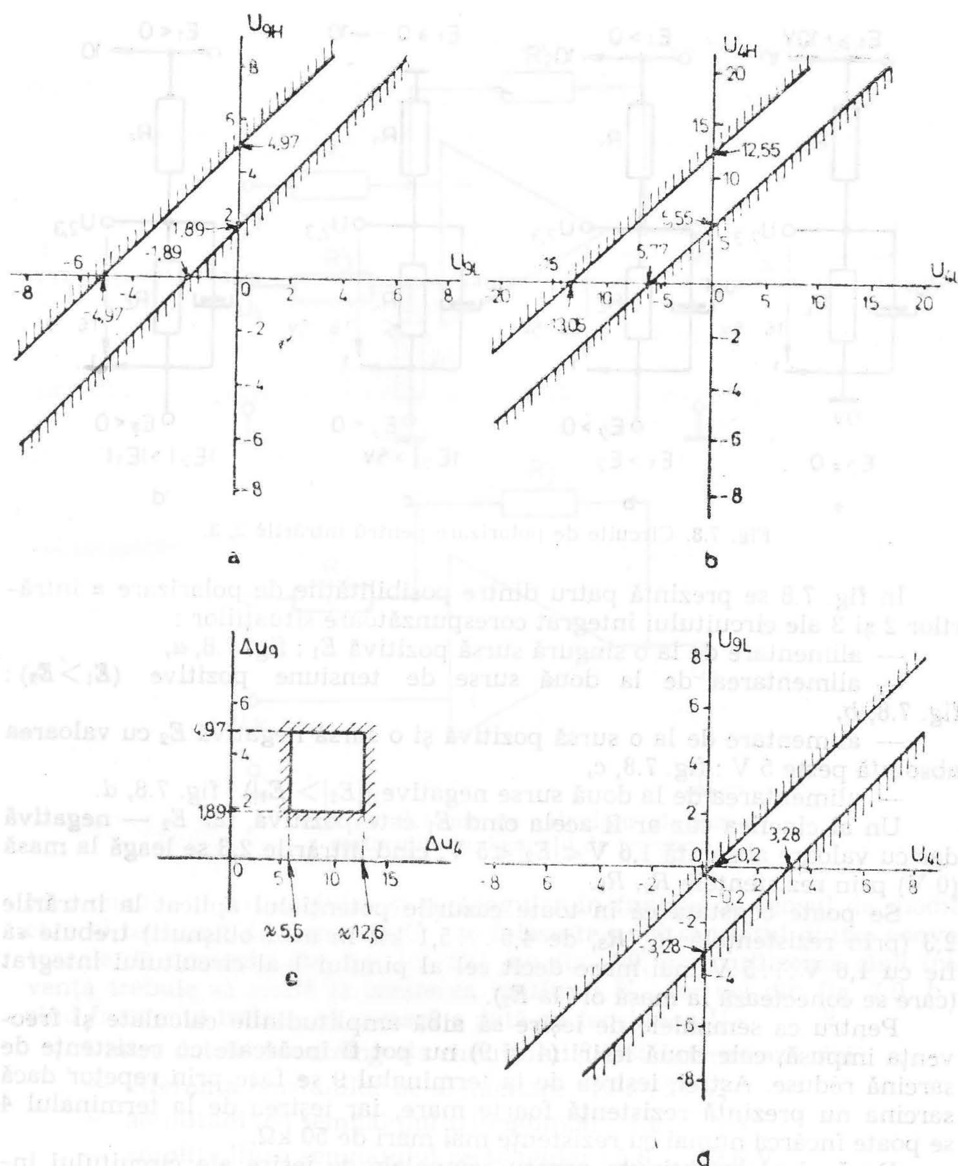


Fig. 7.7. Zonele admise pentru nivelele și amplitudinile semnalelor generatorului de funcții.

Întrucît curentul generatorului de precizie se poate modifica între două limite aflate în raport de cel mult 22, rezultă o condiție importantă pentru utilizarea integratului βE565

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} \leqslant 22. \tag{7.18}$$

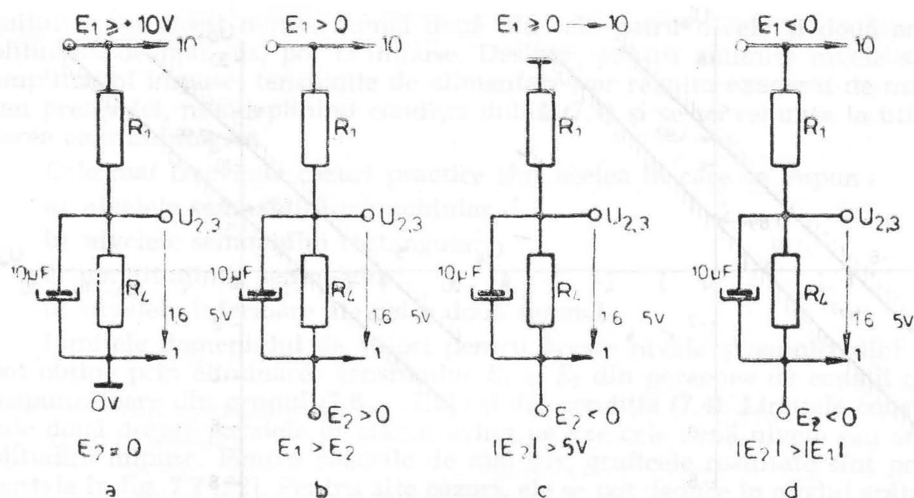


Fig. 7.8. Circuite de polarizare pentru intrările 2, 3.

În fig. 7.8 se prezintă patru dintre posibilitățile de polarizare a intrărilor 2 și 3 ale circuitului integrat corespunzătoare situațiilor :

— alimentare de la o singură sursă pozitivă E_1 : fig. 7.8, *a*,

— alimentarea de la două surse de tensiune pozitive ($E_1 > E_2$) : fig. 7.8, *b*,

— alimentare de la o sursă pozitivă și o sursă negativă E_2 cu valoarea absolută peste 5 V : fig. 7.8, *c*,

— alimentarea de la două surse negative ($|E_2| > |E_1|$) : fig. 7.8, *d*.

Un al cincilea caz ar fi acela cînd E_1 este pozitivă, iar E_2 — negativă dar cu valoare absolută $1{,}6\ V \leq |E_2| \leq 5$ V, cînd intrările 2,3 se leagă la masă (0 V) prin rezistențele R_2, R_3.

Se poate constata că în toate cazurile potențialul aplicat la intrările 2,3 (prin rezistențele R_2, R_3, de 4,5 ... 5,1 kΩ în mod obișnuit) trebuie să fie cu 1,6 V ... 5 V mai mare decît cel al pinului 1 al circuitului integrat (care se conectează la masă ori la E_2).

Pentru ca semnalele de ieșire să aibă amplitudinile calculate și frecvența impusă, cele două ieșiri (4 și 9) nu pot fi încărcate cu rezistențe de sarcină reduse. Astfel, ieșirea de la terminalul 9 se face prin repetor dacă sarcina nu prezintă rezistență foarte mare, iar ieșirea de la terminalul 4 se poate încărca numai cu rezistențe mai mari de 50 kΩ.

Dacă nivelele obținute pentru semnalele de ieșire ale circuitului integrat βE565 nu corespund direct celor cerute de sarcină (acestea din urmă nu intră în cîmpurile admise din (fig. 7.7), ele pot fi convertite în nivelele necesare cu ajutorul unui amplificator operațional (cînd nu intervine limitarea din cauza vitezei de urmărire a acestuia).

Tot printr-o conversie de domeniu (vezi paragraful 2.1) se poate realiza domeniul de tensiune U_7 necesar, plecînd de la un domeniu al tensiunii de comandă U_c dat [14]. Ținînd cont de sensul de modificare al frecven-

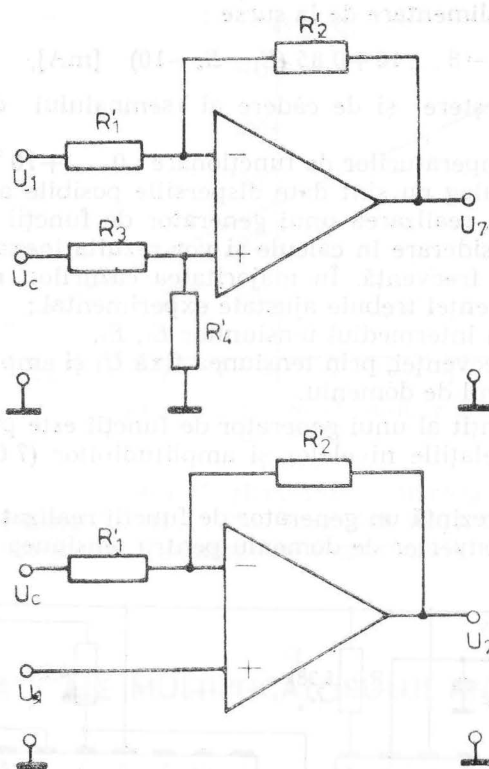


Fig. 7.9. Scheme de principiu ale convertorului de domeniu de tensiune.

ței semnalului triunghiular și rectangular în funcție de sensul de modificare al tensiunii de comandă U_c, se folosește unul sau altul dintre convertoarele de domeniu din fig. 7.9. Cel din fig. 7.9, *a* se utilizează cînd frecvența trebuie să scadă la creșterea tensiunii U_c, iar cel din fig. 7.9, *b* — cînd frecvența trebuie să crească o dată cu tensiunea U_c.

Dintre datele de catalog ale circuitului βE565 interesează aici :

— diferența tensiunilor de alimentare : 10 ... 24 V,

— amplitudinea semnalului triunghiular : 1,9 ... 5 V,

— amplitudinea semnalului rectangular : 5,6 ... 12,6 V,

— factorul de umplere al semnalului dreptunghiular : 40 ... 60 % (tipic 50 %),

— frecvența maximă de lucru a oscilatorului comandat în tensiune (OCT) : $f_{MAX}=500$ kHz,

— curentul constant de la intrarea 8 : $I=0{,}1 \ldots 2{,}2$ mA,

— raportul maxim între frecvențele extreme ale unei game : $f_{max}/f_{min} \leq 22$,

— curentul de alimentare de la surse :

$$I_{E1,2}=8\ldots10+0{,}85\ (E_1—E_2—10)\quad [\text{mA}], \qquad (7.19)$$

— timpii de creștere și de cădere ai semnalului dreptunghiular : 20 ns și 50 ns,

— domeniul temperaturilor de funcționare : 0 . . . +70 °C.

Deoarece în catalog nu sînt date dispersiile posibile ale nivelelor celor două semnale, la realizarea unui generator de funcții concret acestea nu se pot lua în considerare în calcule și vor rezulta inexactități ale limitelor domeniului de frecvență. În majoritatea cazurilor, nivelele semnalelor și limitele frecvenței trebuie ajustate experimental :

— nivelele, prin intermediul tensiunilor E_1, E_2,

— extremele frecvenței, prin tensiunea fixă U_1 și amplificarea de tensiune de la convertorul de domeniu.

Calculul amănunțit al unui generator de funcții este prezentat în [14]. Se vor folosi însă relațiile nivelelor și amplitudinilor (7.6) . . . (7.11) care sînt mai exacte.

În fig. 7.10 se prezintă un generator de funcții realizat cu circuitul integrat βE565 și un convertor de domeniu pentru tensiunea de comandă U_c

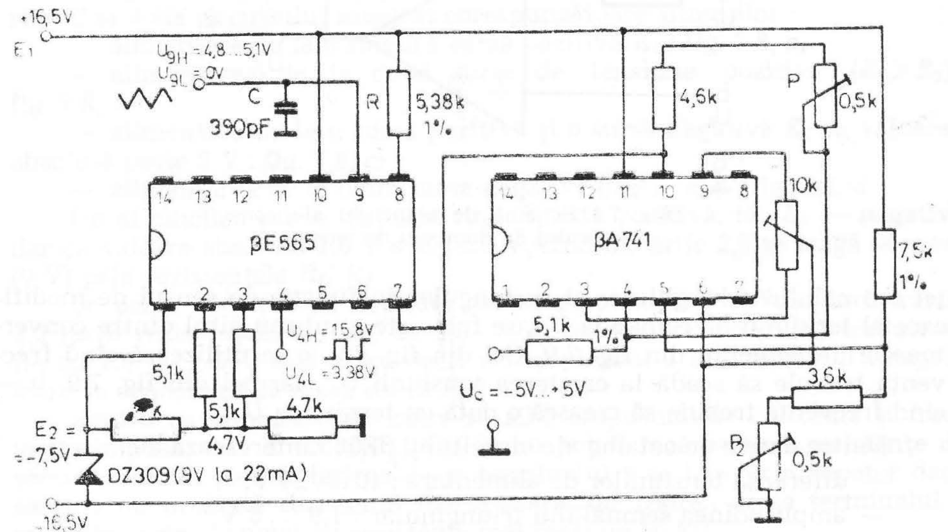


Fig. 7.10. Schema concretă a unui generator de funcții cu βE565.

cu amplificator βA741. Tensiunea de alimentare $E_2=—7{,}5$ V a fost obținută prin reducerea, cu dioda stabilizatoare, de 9 V (selectată) a tensiunii negative de alimentare a amplificatorului operațional. Nivelele celor două semnale sînt marcate pe figură. În afară de echilibrarea amplificatorului βA741, au mai fost prevăzute două reglaje pentru convertorul de domeniu în scopul ajustării limitelor frecvenței pentru extremele date ale tensiunii de comandă.

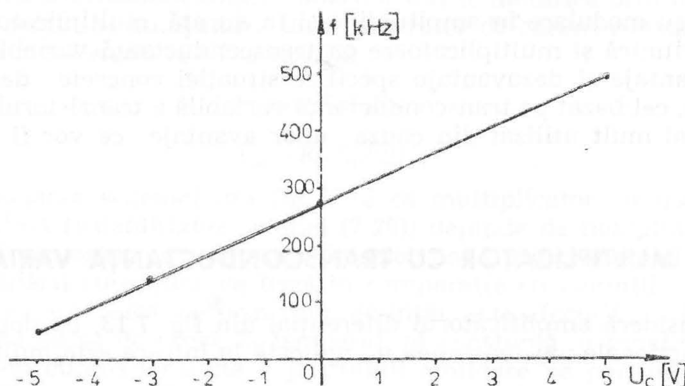


Fig. 7.11. Caracteristica frecvență-tensiune a generatorului de funcții.

Pentru $U_c = -5 \ldots +5$ V, circuitul furnizează semnale cu frecvență variabilă liniar între 50 kHz... 500 kHz (fig. 7.11). Integratul βE565 a fost selectat pentru ca factorul de umplere al semnalului rectangular să fie 50%.

7.3. APLICAȚII ALE MULTIPLICATORULUI ANALOGIC ROB8095

Multiplicatorul este un circuit analogic care efectuează produsul a două (sau mai multe) semnale de intrare. Simbolul lui este indicat în fig. 7.12.



Fig. 7.12. Simbolul multiplicatorului analogic.

Tensiunile de intrare pot fi atît pozitive, cît și negative. Dacă

— $u_x > 0$, $u_y > 0$ ($u_x < 0$, $u_y < 0$), multiplicatorul lucrează într-un singur cadran — cadranul I (cadranul III) al sistemului de axe rectangulare u_x, u_y;

— $u_x \gtrless 0$, $u_y > 0$ ($u_x > 0$, $u_y \gtrless 0$), multiplicatorul lucrează în două cadrane, I și II (I și IV);

— $u_x \gtrless 0$, $u_y \gtrless 0$, multiplicatorul lucrează în toate cele 4 cadrane.

Dacă una din mărimile de intrare este constantă, tensiunea de ieșire u_m este direct proporțională cu cealaltă mărime, multiplicatorul devenind practic un amplificator.

În funcție de principiul de realizare, multiplicatoarele se pot clasifica în: multiplicatoare cu lege pătratică, multiplicatoare cu efect Hall, multi-

plicatoare cu modulare în amplitudine şi în durată, multiplicatoare cu sumare logaritmică şi multiplicatoare cu transconductanţă variabilă. Fiecare tip are avantaje şi dezavantaje specifice situaţiei concrete de utilizare ; ultimul tip, cel bazat pe transconductanţa variabilă a tranzistorului bipolar, este cel mai mult utilizat din cauza unor avantaje ce vor fi specificate mai jos.

7.3.1. MULTIPLICATOR CU TRANSCONDUCTANŢĂ VARIABILĂ

Se consideră amplificatorul diferenţial din fig. 7.13, cu două particularităţi funcţionale : a) tensiunea u_x aplicată la intrare este mult mai mică

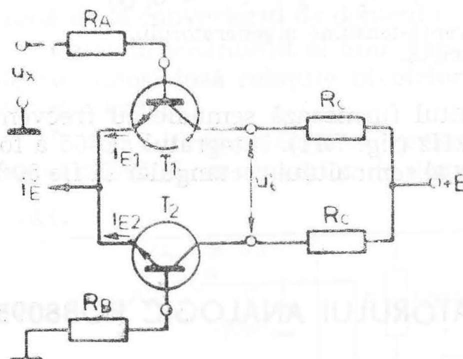


Fig. 7.13. Multiplicator cu transconductanţă variabilă. Celula de bază.

decît căderea de tensiune pe joncţiunea emitoare ; b) curentul sumă $i_E = i_{E1} + i_{E2}$ este un curent constant, datorat unei surse de curent constant conectată între emitorul comun şi masă.

Se poate arăta [4, 2] că

$$\Delta i_{C1} - \Delta i_{C2} = i_E \cdot \frac{u_x}{2U_T} . \qquad (7.20)$$

În condiţiile în care amplificatorul din fig. 7.13 comandă un circuit cu impedanţă mare de intrare, de exemplu, un amplificator integrat, rezistenţa dinamică de sarcină a fiecărui tranzistor este R_C. Deci

$$R_C (\Delta i_{C1} - \Delta i_{C2}) = u_e' = \frac{i_E R_C}{2 U_T} \cdot u_x, \qquad (7.21)$$

de unde

$$u_e' = S \cdot u_x, \qquad (7.22)$$

cu notaţia

$$S = \frac{R_C i_E}{2U_T}, \qquad (7.23)$$

iar S poartă numele de „transconductanţa tranzistorului".

Valoarea transconductanței tranzistorului se modifică prin intermediul curentului comun i_E cu ajutorul unui generator de curent constant comandat în tensiune. Pentru $i_E = ku_y$ rezultă

$$u'_e = k_m u_x u_y, \tag{7.24}$$

unde

$$k_m = K \cdot R_C/(2U_T). \tag{7.25}$$

Funcționarea schemei din fig. 7.13 ca multiplicator cu transconductanța variabilă (valabilitatea relației (7.20)) depinde de îndeplinirea particularității funcționale „a", de simetria celor două tranzistoare și de posibilitatea neglijării curenților de bază în comparație cu curenții de colector. Multiplicarea analogică, pe principiul enunțat, este afectată, însă, de erori.

O primă sursă de erori, la temperatură constantă, o constituie alura caracteristicii curent-tensiune a joncțiunii emitoare pe porțiunea inițială. Relația (7.20) este valabilă pentru o joncțiune suficient de deschisă ; în realitate

$$u'_e = k_m u_x u_y \left(1 + \frac{2I_0}{i_E}\right), \tag{7.26}$$

cu k_m exprimat cu relația (7.25) și I_0 — curentul rezidual al joncțiunilor emitoare.

Relația (7.26) arată clar că, dacă nu se lucrează cu joncțiunea în conducție, apare o eroare suplimentară egală cu $2I_0/i_E$. Se poate evita eroarea printr-o polarizare suplimentară ce aduce joncțiunea în conducție satisfăcătoare ; se face, deci, prepolarizarea tranzistorului (fig. 7.14).

În prezența prepolarizării cu U_0, la $u_y = 0$, se produce deplasarea punctului static de funcționare al tranzistorului din origine — P_{f0} în fig. 7.15 —

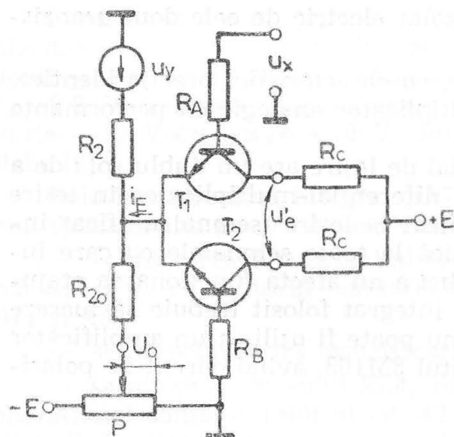


Fig. 7.14. Multiplicator cu prepolarizarea tranzistoarelor.

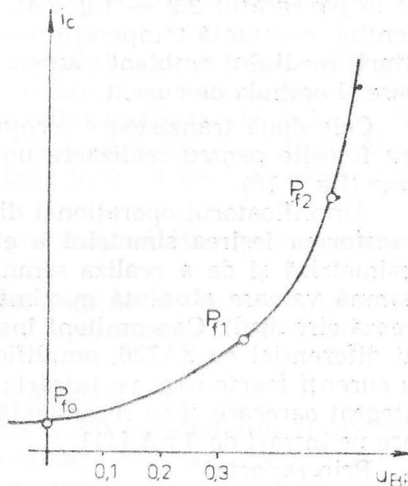


Fig. 7.15. Poziționarea punctului static de funcționare pe caracteristica de transfer a tranzistorului bipolar cu joncțiuni.

în punctul P_{f2} (de preferat) în zona deschiderii complete a joncțiunii. În ipoteza că $R_2=R_{20}$ și $u_x=0$ rezultă

$$u_e'=\frac{R_c}{R_2}\cdot\frac{1}{U_T}(u_x u_y+U_p u_x), \qquad (7.27)$$

cu

$$U_p=U_0-2\,U_{BE}. \qquad (7.28)$$

Se notează

$$k_m'=\frac{R_C}{R_2}\cdot\frac{1}{U_T}\,;\quad k_m''=k_m'U_p \qquad (7.29)$$

și relația (7.27) se poate scrie, în final, în forma

$$u_c'=k_m'u_x u_y+k_m''u_x. \qquad (7.30)$$

Termenul cu k_m'' se poate elimina prin introducerea unui circuit electronic suplimentar (fig. 7.17).

Variația temperaturii mediului ambiant reprezintă cea de a doua sursă de erori și cea mai importantă. Coeficientul de multiplicare k_m (sau k_m' și k_m'') este puternic dependent de temperatură atît direct, prin U_T, cît și indirect, prin variația curentului de emitor. Diminuarea efectului variației temperaturii se poate face în două moduri : folosind tranzistoare termostatate, sau folosind etaje diferențiale multiple cu autocompensarea efectului temperaturii [2].

În primul caz se folosește circuitul integrat βA726 care conține două tranzistoare *npn* total independente și o oglindă de curent simplă (prezentat în paragraful 2.2 — fig. 2.4). În cip există și un circuit regulator care menține constantă temperatura substratului în raport cu variațiile temperaturii mediului ambiant ; acesta este izolat electric de cele două tranzistoare și oglinda de curent.

Cele două tranzistoare termostatate, cu caracteristici practic identice, sînt folosite pentru realizarea unui multiplicator analogic cu performanțe bune (fig. 7.16).

Amplificatorul operațional diferențial de ieșire are un dublu rol : de a transforma ieșirea simetrică a etajului diferențial-multiplicator în ieșire nesimetrică și de a realiza semnal unificat la ieșire (semnal unificat înseamnă valoare absolută maximă identică la toate semnalele cu care lucrează circuitul). Concomitent însă, pentru a nu afecta funcționarea etajului diferențial cu βA726, amplificatorul integrat folosit trebuie să lucreze cu curenți foarte mici pe intrări ; deci, nu poate fi utilizat un amplificator integrat oarecare ci se recomandă circuitul βM108, avînd curent de polarizare pe intrări de 3 nA [11].

Prin raportul

$$R_A/(R_{A0}+R_A)=1/607{,}06 \qquad (7.31)$$

se realizează un semnal maxim de $\pm 8{,}24$ mV în baza tranzistorului T, la un semnal $Ux_M=5$ V. Se asigură astfel, îndeplinirea particularității func-

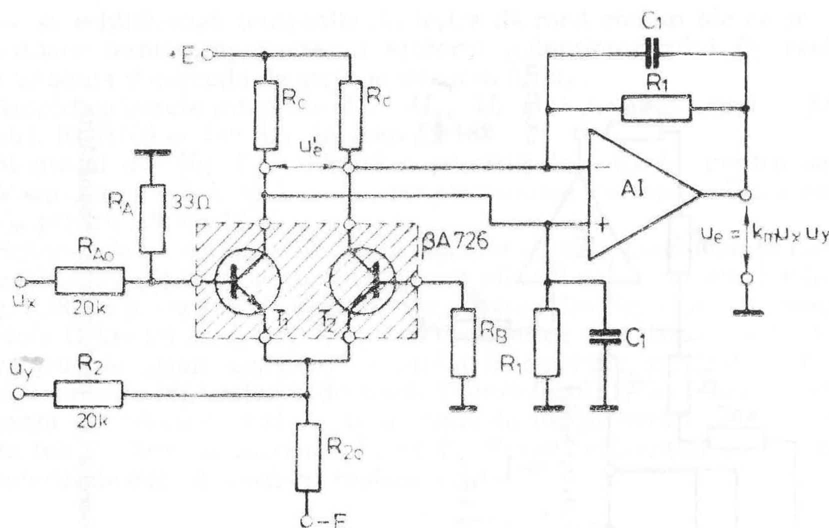


Fig. 7.16. Multiplicator cu transconductanță și termostatarea tranzistoarelor.

ționale „a" de mai sus. La un semnal unificat de 5 V, adică pentru $|U_x|=|U_y|=5$ V, cu o ajustare a valorii rezistorului extern R_1 se poate obține $k_m=0{,}2\pm0{,}1\,\%$.

Sursele de semnal u_y și u_x influențează direct asupra preciziei coeficientului de multiplicare. La o rezistență de intrare $R_{A0}=R_2=20$ kΩ, o rezistență exterioară de 20 Ω — rezistența interioară a surselor de semnal — afectează cu 0,1 % precizia factorului k_m.

Pentru $-5\ \text{V}\leqslant u_x,\ u_y\leqslant+5$ V, eroarea multiplicatorului (incluzînd liniaritatea, suprimarea zeroului, eroarea de fixare a lui k_m și mărimile de decalaj) este de $\pm0{,}8\,\%$ la temperatura mediului ambiant de $+25\,^\circ$C și $k_m=0{,}2$. Variația cu temperatura este de 0,5 % pentru fiecare $\pm10\,^\circ$C. Valorile $-10\ \text{V}\leqslant u_x,\ u_y\leqslant+10$ V sînt acceptate, însă cu performanțe mai slabe [2].

Folosind circuitul integrat βA726 se pot îmbunătăți performanțele multiplicatorului pe următoarele căi (fig. 7.17) :

— se micșorează substanțial rezistențele interne ale surselor de semnal u_x și u_y cu ajutorul amplificatoarelor operaționale repetoare cu AI_x și AI_y ;

— se prepolarizează tranzistoarele din βA726 cu $+U_p$;

— se elimină termenul $k_m''u_x$ din relația (7.30) folosind amplificatorul operațional sumator realizat cu AT_s (semireglabilele P_3 și P_4 permit ajustarea fină pentru anularea termenului de mai sus) ;

— se compensează asimetriile în tensiune la joncțiunile emitoare ale tranzistoarelor termocompensate cu potențiometrul P_1 și concomitent se realizează corecția de zero pe intrarea lui u_x ;

se echilibrează tensiunile de ieşire de mod comun ale celor două tranzistoare termocompensate cu ajutorul potenţiometrului P_2, realizîndu-se totodată şi corecţia de zero pe intrarea lui u_y.

Amplificatoarele integrate AI_x, AI_y, AI_s sînt de tipul uzual — βA741, ROB101, ROB709 — iar AI_d de tipul βM108.

Montajul din fig. 7.17 asigură o precizie de ±0,3 % pentru semnal $-5\ V \leq u_x, u_y \leq +5\ V$ şi $k_m = 0,2$, iar stabilitatea cu temperatura este de ±0,3 % pentru $\Delta\theta = \pm 10\ °C$.

Schema de principiu a multiplicatorului cu transconductanţă cu etaje diferenţiale multiple cu autocompensarea efectului temperaturii este dată în fig. 7.18 (în literatura de specialitate, schema din fig. 7.18 este denumită şi „celula Gilbert") [4, 2, 15]. Etajul diferenţial cu tranzistoarele T_3 şi T_4 şi generatorul de curent constant comandat în tensiune, realizat cu T_1, formează celula multiplicatoare de bază. Tranzistorul T_5 lucrează cu aceeaşi rezistenţă de colector ca şi T_4, însă comanda lui în bază e aceeaşi cu comanda lui T_3. Similar lucrează T_5 cu T_3. Etajul diferenţial cu T_5, T_6 are generatorul de curent constant realizat cu T_2.

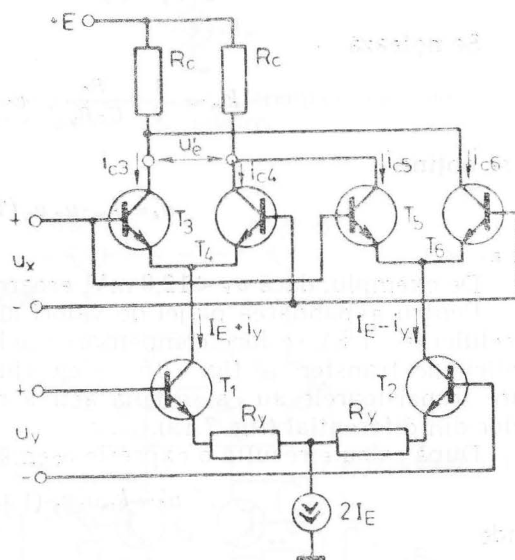


Fig. 7.18. Multiplicator cu transconductanţă şi etaje diferenţiale multiple (celula Gilbert).

În ipoteza că tranzistoarele T_3, T_4, T_5 şi T_6 sînt identice, la $u_y = 0$ (comandă nulă a generatoarelor de curent), rezultă :

$$\begin{gathered} i_{C1} = I_{E34} = i_{C2} = I_{E56} = I_E \\ i_{C3} = i_{C4} = i_{C5} = i_{C6}, \end{gathered} \tag{7.32}$$

şi deci, transconductanţele celor două etaje diferenţiale sînt identice. Deoarece acestea sînt conectate în opoziţie, înseamnă că, la orice $u_x = 0$, tensiunea de ieşire u'_e este nulă (ceea ce se poate explica şi prin aceea că, la $u_y = 0$, variaţiile de curent de colector se compensează reciproc, două cîte două).

Variațiile temperaturii mediului ambiant acționează simultan asupra celor două etaje diferențiale (efectele reprezintă semnal de mod comun) ; la $u_x = 0$ și $u_y = 0$ variațiile de curent de colector rezultate se anulează reciproc și u'_e este practic nulă. Se poate afirma că, chiar dacă influența variației temperaturii nu este complet eliminată, este, totuși, substanțial diminuată.

Dacă $u_y \neq 0$, curenții de colector i_{C1} și i_{C2} nu mai sînt egali, iar transductanțele celor două etaje diferențiale sînt inegale. Deoarece curenții prin R_C rămîn constanți, creșterea unei transconductanțe atrage după sine micșorarea celeilalte. Diferența variațiilor de curent prin tranzistoarele cuplate la cîte un R_C va fi conform celor de mai sus, echivalentă variației care ar fi avut loc printr-un singur tranzistor cu transconductanță medie.

Ținînd cont că $i_y = u_y/(2R_y)$ și că $u_x << U_T$, tensiunea de ieșire a celulei multiplicatoare este [4]

$$u'_e \cong \frac{1}{2} \frac{R_C}{R_y} \cdot \frac{1}{U_T} \cdot u_x, \ u_y \left(1 - \frac{1}{12} \frac{u_x^2}{U_T^2}\right). \tag{7.33}$$

Se notează

$$k_m = \frac{1}{2} \frac{R_C}{U_T R_y}, \quad \varepsilon = \frac{1}{12} \left(\frac{u_x}{U_T}\right)^2, \tag{7.34}$$

și se obține

$$u'_e = k_m \cdot u_x \, u_y (1 + \varepsilon), \tag{7.35}$$

cu $\varepsilon << 1$.

De exemplu, dacă $u_x < 12{,}8$ mV, eroarea ε este sub 1 %.

Pentru expandarea plajei de valori ale mărimii u_x, la liniaritate bună a celulei ($\varepsilon < 1$ %), se face compensarea neliniarității zonei de cot a caracteristicii de transfer — fig. 7.15 — cu ajutorul unui etaj diferențial, în care tranzistoarele au ca sarcină activă niște joncțiuni emitoare similare celor din diferențial (fig. 7.19).

După calcule rezultă o expresie asemănătoare cu (7.35)

$$u'_e = k_m u_x u_y (1 + \varepsilon'), \tag{7.36}$$

unde

$$k_m = \frac{R_c}{R_x R_y} \cdot \frac{1}{I_x} \quad \text{și } \varepsilon << 1. \tag{7.37}$$

Datorită sarcinii active din colectorul tranzistorului T_9, respectiv T_{10} (fig. 7.19), se realizează o compensare a neliniarității caracteristice de transfer a tranzistoarelor din celula multiplicatoare de bază, menținînd valabilitatea relației $u'_e = k_m u_x u_y$ într-o gamă mai largă de valori pentru u_x. Astfel, se poate lucra cu semnal unificat de 10 V la aceeași eroare ca în cazul semnalului unificat de 5 V.

Montajul din fig. 7.19 este cel mai des folosit în realizarea multiplicatoarelor integrate. Astfel, circuitul integrat ROB8095 prezentat ca structură în fig. 7.20, cu conexiunile la capsulă în fig. 7.21 și implementare în

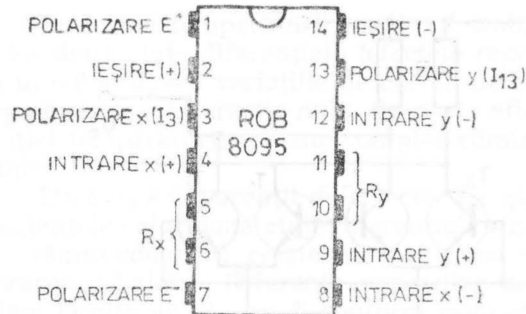


Fig. 7.21. Capsula integratului ROB8095 cu semnificația pinilor.

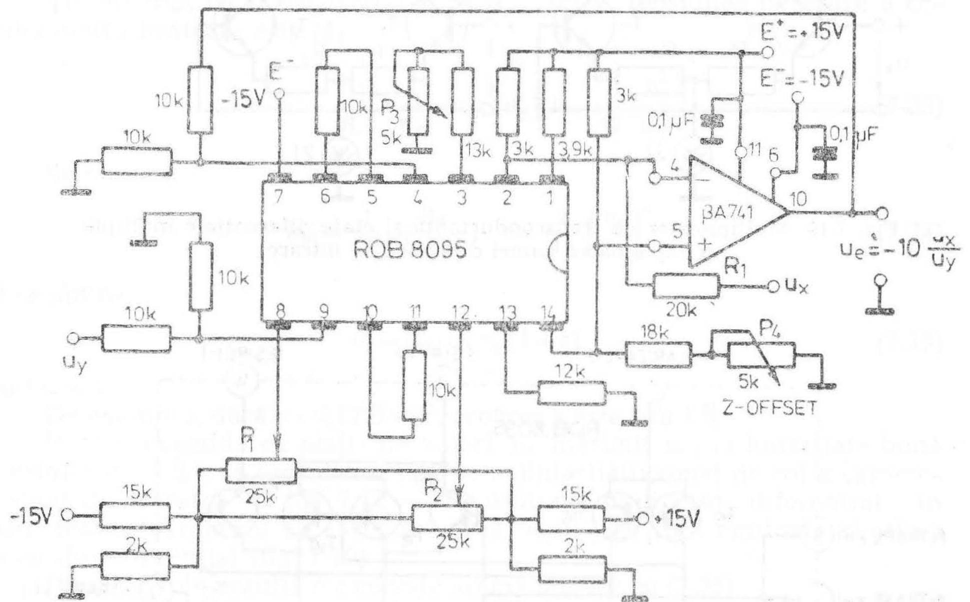


Fig. 7.22. Multiplicator analogic cu ROB8095.

montaj de multiplicator uzual în fig. 7.22, are la bază celula din fig. 7.19 cu următoarele modificări.

a. În loc de două rezistențe R_x și un generator de curent $2I_x$ se introduc două generatoare de curent I_x, tip oglindă de curent (cu tranzistoarele T_5, T_6, T_7 și T_8, fig. 7.20) și o rezistență exterioară (13 kΩ și P_3) între pinul 3 și masă, fig. 7.22, cu rol și de calibrare al factorului de multiplicare.

b. Similar pentru generatorul de curent $2I_y$ (cu T_8, T_9 și T_{10}, fig. 7.20) și o rezistență exterioară de 12 kΩ între pinul 13 și masă, fig. 7.22.

c. Rezistențele R și R_C din fig. 7.19 nu sînt incluse în ROB8095 ; ele sînt externe circuitului integrat și se aleg ca valoare în funcție de tensi-

unile de alimentare folosite în circuitele electronice în care se implementează multiplicatorul analogic. Pentru $E_1^+ = +32$ V, $E_2^- = -15$ V, $T_T = 25$ °C, $R_x = R_T = 15$ kΩ, $I_3 = I_{13} = 1$ mA, $R = 9{,}1$ kΩ, $R_C = 11$ kΩ. Petru $E_1^+ = +15$ V, $E_2^- = -15$ V, valorile sînt cele din fig. 7.22.

Montajul uzual de multiplicator cu ROB8095 (fig. 7.22) prezintă 4 posibilități de corecție :

— corecția de zero pe intrarea u_x cu P_1 (x OFFSET),
— corecția de zero pe intrarea u_y cu P_2 (y OFFSET),
— corecția factorului de multiplicare k_m cu P_3,
— corecția de zero a semnalului de ieșire u_e cu P_4 (z OFFSET).

Caracteristicile principale ale multiplicatorului analogic cu ROB8095 sînt :

— factor de multiplicare : $k_m = 0{,}1$,
— eroarea de liniaritate pentru $-10\text{ V} \leqslant u_x, u_y \leqslant +10$: ±2 %,
— rezistența de intrare la $f_x = f_y = 20$ Hz : $R_{inx} = R_{iny} = 20$ MΩ,
— curent de polarizare la intrare : $I_{Bx} = I_{By} = 2 \ldots 12$ µA,
— curent de alimentare : $I_7 = 7$ mA,
— frecvența limită a semnalului de prelucrat : $f_{xlim} = f_{ylim} = 3$ MHz,
— putere disipată pe capsulă : 800 mW.

Multiplicatorul analogic se folosește în plus într-un număr mare de aplicații, dintre care se pot evidenția : circuit divizor analogic, circuit extractor de radical, circuit modulator — demodulator, convertoare tensiune-frecvență, circuite de măsurare a puterii efective etc. Se vor trata, în cele ce urmează, primele trei aplicații.

7.3.2. DIVIZORUL ANALOGIC

Împărțirea valorilor a două tensiuni — divizarea — se realizează cu ajutorul unui amplificator integrat uzual care are în reacție negativă un multiplicator analogic (fig. 7.23) ; se obține astfel un amplificator operațional divizor. Notîndu-se cu $\pm\Delta U_m$ eroarea de calcul a multiplicatorului, se poate scrie

$$u_e = -\frac{1}{k_m}\left(\frac{u_x}{u_y}\cdot\frac{R_2}{R_1} \pm \frac{\Delta u_m}{u_y}\right). \tag{7.38}$$

Se observă că termenul liber — termenul de eroare al divizorului — crește valoric cu scăderea valorii împărțitorului u_y, ajungînd la limită (pentru $u_y = 0$) infinit de mare. Se notează cu u_{yM} valoarea maximă a împărțitorului la care îi corespunde eroarea ε_{min} și cu ε — eroarea la o valoare curentă u_y ; rezultă

$$\frac{\varepsilon_{min}}{\varepsilon} = \frac{u_y}{u_{yM}}. \tag{7.39}$$

Reprezentarea grafică a dependenței $\varepsilon_{min}/\varepsilon = f(u_y/u_{yM})$ din fig. 7.24 indică mai sugestiv limitarea puternică a valorii împărțitorului în efectuarea operației de divizare. Din această cauză, precizia unui modul de divizare este definită pe 2—3 domenii distincte ale valorii tensiunii împăr-

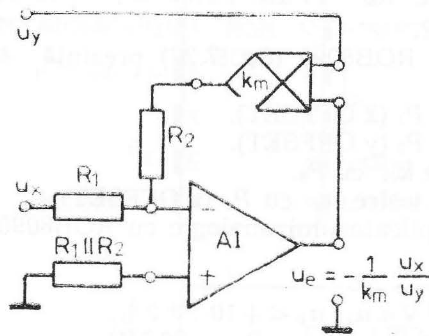


Fig. 7.23. Amplificator operațional divizor.

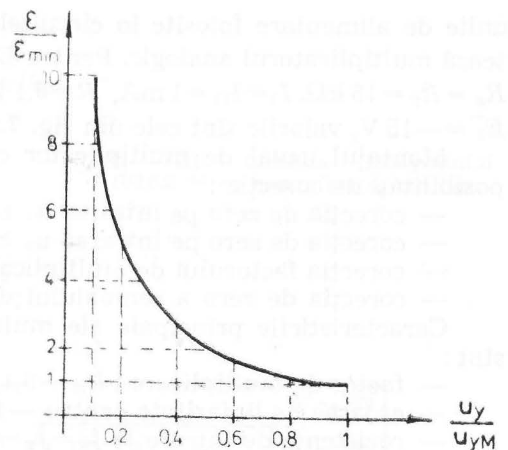


Fig. 7.24. Dependența erorii de calcul a divizorului de valoarea împărțitorului.

țitoare. Cea mai scăzută este, în mod obișnuit, 10—15 % din valoarea maximă.

Raportul R_2/R_1 se alege conform cu necesitățile de scalare ale montajului. Astfel, domeniul maxim al tensiunii de ieșire u_{eM} corespunde la u_{xM} și $0{,}15\ u_{yM}$

$$\frac{R_2}{R_1} = k_m \cdot u_{eM} \cdot \frac{0{,}15\ u_{yM}}{u_{xM}}. \tag{7.40}$$

În fig. 7.25 este prezentată conectarea circuitului integrat ROB8095 în montaj de divizor analogic. Se observă că u_e se aplică la intrarea mul-

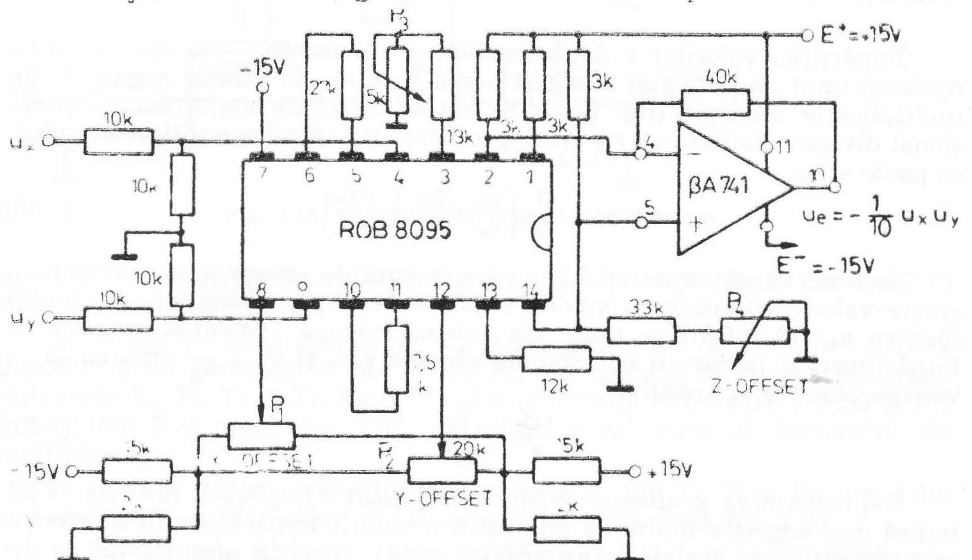


Fig. 7.25. Divizor analogic cu ROB8095.

tiplicatorului — pinul 4 — tot prin divizorul de 10 kΩ, iar deîmpărțitul u_x se aplică prin $R_1=20$ kΩ. Rezistența R_2 din fig. 7.23 nu se mai introduce, deoarece există element special pentru corecția factorului de scală (semireglabilul P_3). Din datele multiplicatorului, pentru $|u_{xM}|=|u_{yM}|=10$ V și $|u_{eM}|=10$ V, rezultă $\gamma_{min}=\frac{\varepsilon_{min}}{|u_{eM}|}=0{,}04$.

7.3.3. EXTRACTORUL DE RADICAL

Extractorul de radical bazat pe multiplicator analogic constă dintr-un amplificator integrat care are în bucla de reacție negativă un multiplicator analogic (fig. 7.26). Cu notațiile din figură, se poate scrie :

$$\frac{u_x}{R_1}=\frac{-k_m u_e^2 \pm \Delta u_m}{R_2} \tag{7.41}$$

sau, cu notația

$$\frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{1}{k_m}=k, \tag{7.42}$$

rezultă

$$u_e=\sqrt{-ku_x}\cdot\sqrt{1+\frac{R_1}{R_2}\cdot\frac{\Delta u_m}{u_x}}. \tag{7.43}$$

Calculul rădăcinii pătrate cu relația

$$u_e=\sqrt{-ku_x} \tag{7.44}$$

este afectat de o eroare ε cu atît mai mare cu cît u_x este mai redusă. Pentru $R_1=R_2=R$ și aproximarea radicalului al doilea din relația (7.43) cu o serie din care se rețin numai primii doi termeni, se obține :

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{min}}\cong\sqrt{\frac{u_{xM}}{u_x}}. \tag{7.45}$$

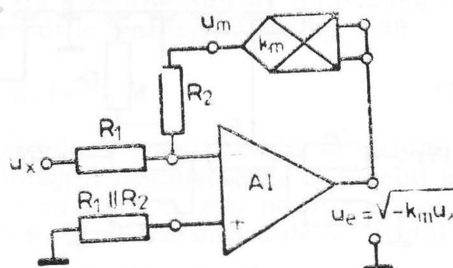


Fig. 7.26. Amplificator operațional extractor de radical.

Graficul expresiei (7.45) redă mai clar limitările impuse schemei din fig. 7.26 de valoarea tensiunii u_x (fig. 7.27). Se observă că, în comparație cu divizorul analogic, eroarea extractorului de radical crește mult mai încet cu scăderea tensiunii u_x. Cu alte cuvinte, dinamica extractorului de radical este mai mare decît cea a divizorului analogic, la aceeași precizie.

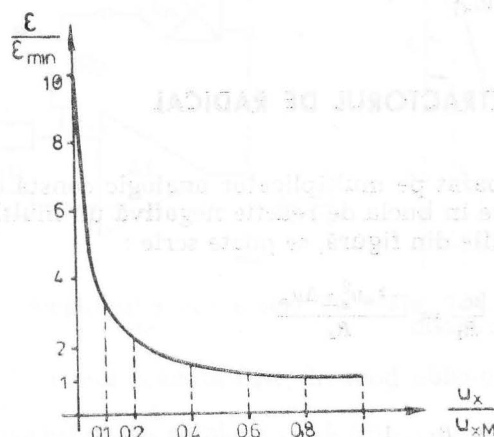


Fig. 7.27. Dependența erorii extractorului de radical de valoarea mărimii de sub radical.

Se poate arăta că eroarea extractorului de radical este de două ori mai mică decît eroarea multiplicatorului folosit în reacția negativă [2, 15].

În fig. 7.28 este prezentată conectarea circuitului integrat ROB8095 în montaj de extractor de radical. Din cauza legării celor două intrări x

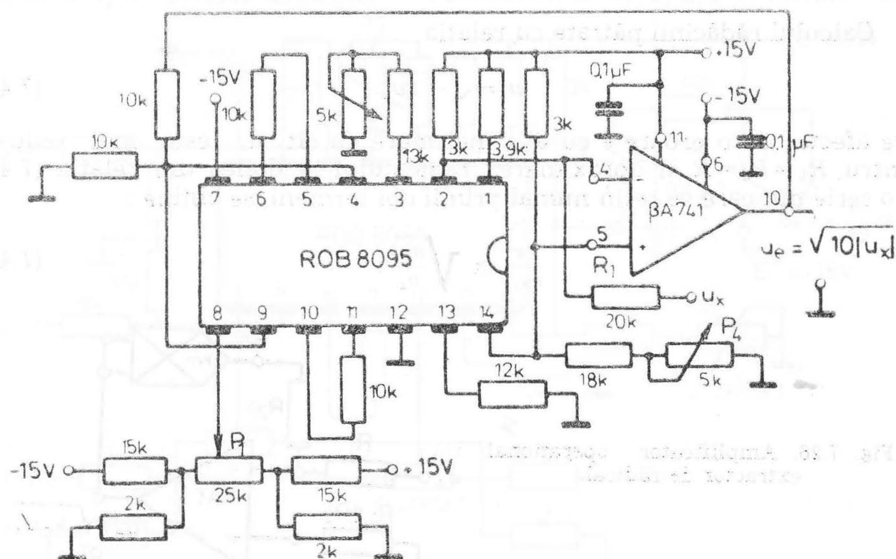


Fig. 7.28. Circuit extractor de radical cu ROB8095.

și y (pinii 4 și 9) la aceeași sursă de semnal — ieșirea amplificatorului integrat —, corecția de zero pe intrările multiplicatorului se face numai la pinul 8, iar pinul 12 se conectează la masă.

Tensiunea de prelucrat, u_x, se aplică intrării inversoare a amplificatorului integrat prin rezistența $R_1 = 20$ kΩ. R_2 nu se mai introduce, deoarece, ca și în cazul circuitului divizor din fig. 7.25, se poate ajusta capul de scală u_{eM} prin P_3.

Ținînd cont de datele multiplicatorului analogic cu ROB8095, pentru $u_{xM} = 10$ V și $u_{eM} = 10$ V rezultă γ_{min} V $= \varepsilon_{min}$ V$/u_{eM} = 0{,}02$.

7.3.4. CONVERTOR TENSIUNE-FRECVENȚĂ

Generatorul de semnal dreptunghiular cu frecvența comandată în tensiune (convertorul tensiune-frecvență) din fig. 7.29 folosește un multiplicator analogic, un amplificator operațional integrator și un detector de prag (cu amplificator integrat uzual AI_2).

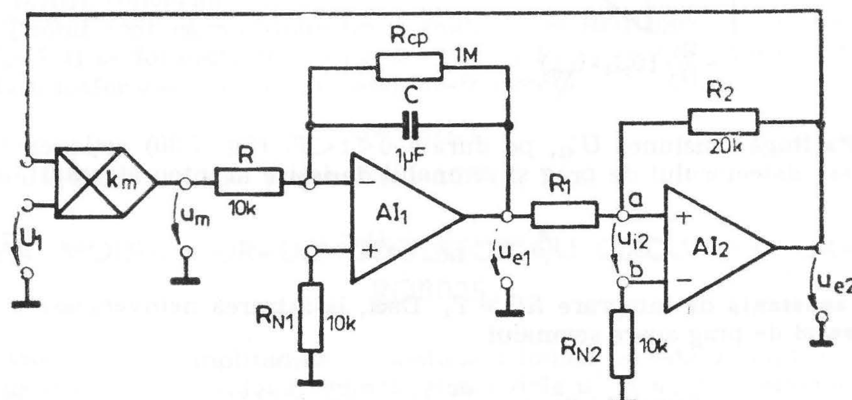


Fig. 7.29. Generator de semnal periodic dreptunghiular cu frecvența comandată în tensiune. Schema de principiu.

Detectorul de prag este un comparator cu histerezis, pragurile de declanșare fiind simetrice față de ordonată din cauza tensiunii $u_b = 0$. Mai întîi se tratează separat acest etaj, fără a se ține cont de contribuția integratorului realizat cu AI_1. Pentru sensurile tensiunilor din fig. 7.29.

$$u'_{e1} = -\frac{R_1}{R_2} U_{ei}, \; i = m, M. \qquad (7.46)$$

Cînd u'_{e1} este pozitiv și mai mare decît pragul pozitiv al ciclului de histereză, $U_H/2$, ieșirea circuitului integrat basculează de la nivelul inferior U_{eM} la nivelul superior U_{eM} $(i = m)$. Cînd u'_{e1} este negativ și mai mic valoric decît $U_H/2$ ieșirea circuitului integrat basculează de la nivelul superior la nivelul inferior $(i = M)$.

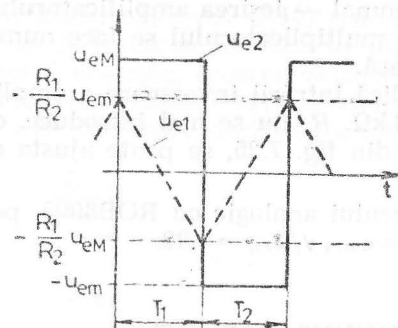
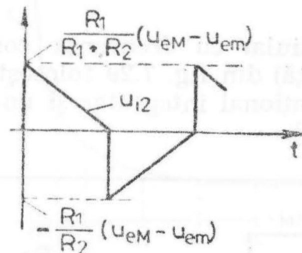


Fig. 7.30. Variația în timp a semnalelor în punctele importante funcțional ale circuitului din fig. 7.29.



Pe lîngă tensiunea U'_{e1}, pe durata $0<t<T_1$ (fig. 7.30) acționează la intrarea detectorului de prag și semnalul de ieșire al integratorului

$$u''_{e1}=-\frac{t}{RC}k_mU_1U_{eM},\tag{7.47}$$

dacă constanta de integrare $RC\gg T_1$. Deci, la intrarea neinversoare a detectorului de prag apare semnalul

$$u_{e1}=u'_{e1}+u''_{e1}=-\frac{R_1}{R_2}U_{em}-\frac{t}{RC}k_mU_1U_{eM},\tag{7.48}$$

care produce la bornele de intrare ale integratorului AI_2 tensiunea

$$u_{i2}=\frac{R_1}{R_1+R_2}(U_{eM}-U_{em})-\frac{R_2}{R_1+R_2}\cdot\frac{t}{RC}\cdot k_mU_1\cdot U_{eM}.\tag{7.49}$$

În momentul $t=T_1$, u_{i2} se anulează și se produce bascularea ieșirii integratorului AI_2 de la U_{eM} la U_{em}. Rezultă

$$T_1=RC\frac{R_1}{R_2}\cdot\frac{1}{k_mU_1}\left(1-\frac{U_{em}}{U_{eM}}\right).\tag{7.50}$$

În mod similar, în momentul $t=T_2$ rezultă

$$T_2=RC\frac{R_1}{R_2}\cdot\frac{1}{k_mU_1}\left(1-\frac{U_{eM}}{U_{em}}\right).\tag{7.51}$$

Perioada semnalului dreptunghiular generat este

$$T = T_1 + T_2 = \frac{k}{U_1}, \qquad (7.52)$$

##

$$k = \frac{R_1}{R_2} RC \frac{1}{k_m}\left(2 - \frac{U_{em}}{U_{eM}} - \frac{U_{eM}}{U_{em}}\right). \qquad (7.53)$$

Pentru $U_{em} = U_{eM}$ și $R_1 = R_2 = 20\ \text{k}\Omega$ se obține

$$k = 4 \cdot RC \cdot \frac{1}{k_m}. \qquad (7.54)$$

Ca aplicație concretă, în fig. 7.31 se prezintă un convertor tensiune-frecvență ce folosește multiplicatorul analogic cu ROB8095 din fig. 7.29. Pentru a se micșora numărul de capsule de circuite integrate din montaj (în fig. 7.29 intervin 4 capsule) se folosește circuitul integrat βM324. Performanțele fiecăruia din cele 4 amplificatoare integrate sînt apropiate de cele ale celui din βA741 [11], astfel că ele pot fi folosite pentru realizarea operaționalelor de amplificator diferențial pentru multiplicator, integrator și detector de prag pentru convertor.

Ținînd cont că multiplicatorul analogic cu ROB8095 are $k_m = 0,1$ și în fig. 7.31 se folosește $R = 10\ \text{k}\Omega$, $C = 1\ \mu\text{F}$ și $R_1 = R_2 = 20\ \text{k}\Omega$, rezultă funcția de transfer a convertorului tensiune-frecvență

$$f = 100\, U_1, \qquad (7.55)$$

cu limita $f_{max} = 1\,000$ Hz pentru $U_{1M} = 10$ V.

7.4. MODULATOR–DEMODULATOR CU CIRCUIT INTEGRAT ROB025

Modulația în amplitudine — modulația liniară — este de fapt un proces de multiplicare a două semnale sinusoidale u_x și u_y de frecvențe diferite [4]:

$$u_x = U_{xm} \cos \omega_c t$$
$$u_y = U_{ym} \cos \omega_m t \qquad (7.56)$$

cu

$$\omega_c \gg \omega_m.$$

Semnalul u_x, de frecvență mai mare, poartă numele de „semnal purtător", iar celălalt, u_y — „semnal modulator". La ieșirea multiplicatorului se obține

$$u_m = \frac{k_m \cdot U_{xm} U_{ym}}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t]. \qquad (7.57)$$

care reprezintă un semnal modulat în amplitudine cu purtătoarea suprimată.

Amplitudinea acestui semnal depinde de variația amplitudinii semnalului purtător U_{xm}. Pentru eliminarea acestui neajuns se transformă semnalul sinusoidal purtător într-o undă dreptunghiulară cu ajutorul unui amplificator limitator AL (fig. 7.32). Notînd cu U_{xL} nivelul de limitare,

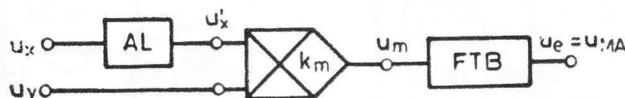


Fig. 7.32. Modulator în amplitudine. Schema bloc principială

cu u_{MA} semnalul modulat în amplitudine și cu A_F atenuarea introdusă de filtrul trece bandă se obține [4]

$$u_{MA} = \frac{4 \cdot k_m \cdot U_{ym} \cdot U_{xL} \cdot A_f}{\pi} [\cos(\omega_c + \omega_m) t + \cos(\omega_c - \omega_m) t]. \quad (7.58)$$

Prin multiplicarea semnalului modulat în amplitudine cu purtătoarea, în semnalul de ieșire u_m apar două benzi laterale față de dublul frecvenței purtătoare ($2\omega_c + \omega_m$; $2\omega_c - \omega_m$) și frecvența ω_m a semnalului modulator. Înlăturînd cele două benzi laterale cu ajutorul unui filtru trece jos FTJ (fig. 7.33), se obține

$$u'_y = U'_{ym} \cos \omega_m t, \quad (7.59)$$

unde

$$U'_{ym} = A'_F k_m U_{xm} U_{MA} \quad (7.60)$$

$$U_{MA} = \frac{1}{\pi} \cdot 4 \cdot k_m U_{ym} U_{xL} \cdot A_f. \quad (7.61)$$

Semnalul rezultat s-a notot cu u'_y pentru că reprezintă semnalul modulator inițial însă la altă scară.

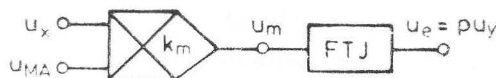


Fig. 7.33. Schema bloc principială a unui demodulator.

Schema din fig. 7.33 prezintă, deci, detecția sincronă a semnalului modulat în amplitudine (demodularea). La un semnal modulat în amplitudine cu ambele benzi laterale frecvenței purtătoare — modularea fiind realizată cu modulator dublu echilibrat — semnalul purtător poate fi obținut din semnalul modulat cu ajutorul unui amplificator și a unui limitator de nivel.

Din cele tratate mai sus se desprinde concluzia foarte importantă că multiplicatorul analogic joacă rolul esențial în procesul de modulare și demodulare în amplitudine. Avînd ca element de bază celula multiplicatoare din fig. 7.19, s-au realizat circuite integrate monolitice modulator-demodulator dublu echilibrate de tipul ROB025.

CUPRINS